

国际电气工程先进技术译丛

Springer

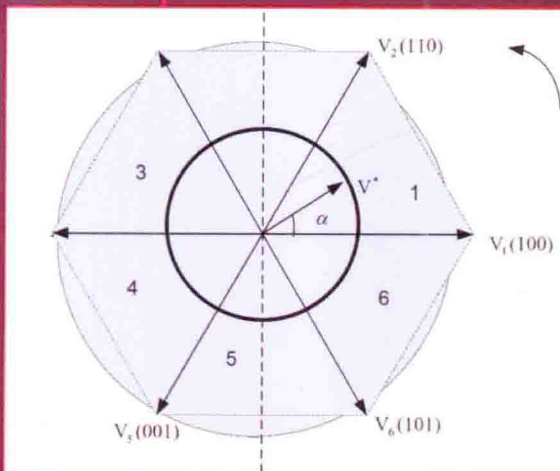
高性能交流传动系统——模型分析与控制

High Performance AC Drives: Modelling Analysis and Control

（印度）Mukhtar Ahmad 著

刘天惠 张巍巍 石宽 柴青 等译





机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

国际电气工程先进技术译丛

高性能交流传动系统——模型分析与控制

（印度）Mukhtar Ahmad 著

刘天惠 张巍巍 石宽 柴青 陈丽颖
荣麒 董天舒 魏冠男 詹云 韩旭 译

机械工业出版社

本书以综合的视角解读了高性能交流传动系统。全书共分8章，主要阐述了电气传动系统基本理论、异步电动机及同步电动机模型的建立、异步电动机传动系统的矢量控制、异步电动机的直接转矩控制和无速度传感器控制、永磁电动机的控制、开关磁阻电动机传动系统（SRM）、多相交流传动系统的控制、交流电动机的模糊控制和神经网络控制等。此外，还给出了相应的案例分析。全书各部分内容相互渗透，有机结合，有助于读者正确理解高性能交流传动系统。

本书既可作为大专院校教师、研究生、本科类的教材使用，同时也可作为工业领域专业研发人员的参考资料。另外，本书针对无速度传感器控制及直接转矩控制方式的内容也可供专注于该领域的研究人员作为参考。

Translation from the English language edition：
"High Performance AC Drives：Modelling Analysis and Control"
by Mukhtar Ahmad.
©Springer-Verlag London Limited 2010.
Springer is a part of Springer Science + Business Media.
All Rights Reserved.
本书中文简体字版由Springer授权机械工业出版社独家出版。版权所有，侵权必究。
北京市版权局著作权合同登记　图字01-2011-6869号

图书在版编目（CIP）数据

高性能交流传动系统：模型分析与控制/（印）阿哈默德（Ahmad，M.）著；刘天惠等译．—北京：机械工业出版社，2014.4
（国际电气工程先进技术译丛）
书名原文：High performance AC drives：modelling analysis and control
ISBN 978-7-111-46224-8

Ⅰ.①高…　Ⅱ.①阿…②刘…　Ⅲ.①交流传动系统
Ⅳ.①TM921.2

中国版本图书馆CIP数据核字（2014）第055453号

机械工业出版社（北京市百万庄大街22号　邮政编码100037）
策划编辑：付承桂　责任编辑：江婧婧
版式设计：霍永明　责任校对：胡艳萍
责任印制：刘　岚
北京京丰印刷厂印刷
2014年6月第1版·第1次印刷
169mm×239mm·10印张·194千字
0 001—3 000册
标准书号：ISBN 978-7-111-46224-8
定价：49.00元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务	网络服务
社服务中心：(010)88361066	教材网：http://www.cmpedu.com
销售一部：(010)68326294	机工官网：http://www.cmpbook.com
销售二部：(010)88379649	机工官博：http://weibo.com/cmp1952
读者购书热线：(010)88379203	**封面无防伪标均为盗版**

译 者 序

伴随新型电力电子器件以及全数字信号处理器的出现，在工业领域内特别是在对传动系统调速性能要求较高的应用场合中，由调速装置驱动的各类交流电动机得到了越来越广泛的应用。本书作者以此为着眼点，针对各种类型的高性能交流传动系统进行了介绍和分析。

全书内容涵盖广泛，涉及多种电动机类型，包括异步电动机、同步电动机、永磁电动机、开关磁阻电动机以及多相异步电动机等；根据各类电动机的不同特性，介绍了多种建模方式，包括各种电动机的静态模型、动态模型、空间矢量模型以及不同参考坐标系内的各类模型；针对不同系统配置和要求，介绍了多种控制方式，包括压频控制、磁通及转矩控制、矢量控制、无速度传感器控制以及弱磁控制等。此外，本书对于模糊控制以及神经网络控制等电气传动领域内新近引入的概念也都有所涉猎。

由于书中对于各类概念、公式以及算法的介绍详尽且推导清晰，因此可以作为工业自动化和传动专业学生的辅助教材使用。同时，全书内容与工业应用结合紧密，始终以实际需求为出发点提出问题及解决方案，因而同样可以作为工业或科研领域内专业人员的参考资料。

受限于译者本人的专业知识和英语水平，在全书翻译过程中难免出现谬误及疏漏，真诚地希望能够得到广大读者的及时指正。

译　者

前　　言

对于大多数电气传动系统而言，调速性能都是最为重要的系统要求之一。在早期的工业应用中，只有直流电动机在运行中对调速控制的范围和精度有较高的要求，此类传动系统被称为高性能传动系统。传统的交流电动机由于其高耦合度的非线性特性，通过普通控制方式无法实现快速的动态响应。然而，由于近期新型电力电子器件以及数字信号处理器的引入，交流电动机也开始被更多地应用于高性能传动系统中。磁场控制方式及矢量控制方式使传统交流电动机的动态性能得到了根本性的改善。其中，矢量控制方式的出现，使异步或同步电动机的控制方式与分励式直流电动机的控制方式变得相似起来。最近，在人工智能领域方面的新技术也为电气传动系统的性能提升做出了贡献。

本书以综合的视角解读高性能交流传动系统。它既可作为研究生类的教材使用，同时也可作为工业领域专业研发人员的参考资料。另外，本书针对无速度传感器控制及直接转矩控制方式的内容也可供专注于该领域的研究人员作为参考。书内包含了基于 MATLAB/SIMULINK 对电气传动系统进行建模、分析及控制的应用实例。书中列举的若干基本原则使读者对高性能交流传动系统的本质有了更深入的理解。本书将针对无速度传感器控制的交流传动系统给予重点介绍，因为此类系统在具有低造价、高可靠性的同时兼具较好的控制性能。

本书的主要内容分为 8 章进行阐述。第 1 章主要阐述了电气传动系统的基本理论、工业应用的基本要求以及不同负载的动态特性等基础知识。由于异步电动机是传动系统中最为常用的交流电动机，因此在第 2 章中着重讨论异步电动机建模的问题。在该章节中针对不同参考系中异步电动机的动态模型做了分析，同时还讨论了其状态空间模型在仿真运算中的应用。在第 3 章中，基于空间矢量控制方式，分别将异步和同步交流电动机的动态结构转化为相应的分励补偿直流电动机模型并加以分析。第 4 章着重讨论异步电动机的无速度传感器控制方式及直接转矩控制方式。第 5 章介绍了永磁同步电动机及无刷直流电动机的矢量控制以及直接转矩控制。由于上述两类电动机在工业领域中的应用越来越广泛，为此，在文中针对这两种电动机的控制策略分别进行了详尽的论述。

在第 6 章中主要介绍开关磁阻电动机。开关磁阻电动机最早发明于 1850 年，自 1980 年以来在调速驱动的应用领域重新得到了越来越多的应用。开关磁阻电动机具有诸多优点，例如效率高、功率覆盖范围广、适应严酷工况等。本章中针对开关磁阻电动机的运行特点、配置方式、仿真及控制策略等进行了分析，特别针对无速度传感器运行时的控制策略做了介绍。第 7 章对不同应用场合中的多象限运行传

动系统进行了讨论。第 8 章重点介绍高性能传动系统中运用到的模糊逻辑控制及神经网络控制方法。

本书所涉及的理论及实例均为作者本人在印度阿里格尔 AMU 大学及马来西亚 UPM 大学教授研究生课程时所用内容。我本人同时长期致力于高性能以及多象限运行传动系统领域的研究。衷心感谢电工学会主席团及 AMU 大学副校长支持我在教学之余完成此书。同时，衷心感谢我妻子 Maimoona 对我写作的支持与陪伴。

Mukhtar Ahmad
于印度阿里格尔

机械工业出版社读者需求调查表

亲爱的读者朋友：

您好！为了提升我们图书出版工作的有效性，为您提供更好的图书产品和服务，我们进行此次关于读者需求的调研活动，恳请您在百忙之中予以协助，留下您宝贵的意见与建议！

个人信息

姓　　名：		出生年月：		学　　历：	
联系电话：		手　　机：		E-mail：	
工作单位：				职　　务：	
通讯地址：				邮　　编：	

1. 您感兴趣的科技类图书有哪些？

☐自动化技术　☐电工技术　☐电力技术　☐电子技术　☐仪器仪表　☐建筑电气

☐其他（　　）

以上个大类中您最关心的细分技术（如 PLC）是：（　　　　　　）

2. 您关注的图书类型有

☐技术手册　☐产品手册　☐基础入门　☐产品应用　☐产品设计　☐维修维护

☐技能培训　☐技能技巧　☐识图读图　☐技术原理　☐实操　☐应用软件

☐其他（　　）

3. 您最喜欢的图书叙述形式

☐问答型　☐论述型　☐实例型　☐图文对照　☐图表　☐其他（　　）

4. 您最喜欢的图书开本

☐口袋本　☐32 开　☐B5　☐16 开　☐图册　☐其他（　　）

5. 图书信息获得渠道：

☐图书征订单　☐图书目录　☐书店查询　☐书店广告　☐网络书店　☐专业网站

☐专业杂志　☐专业报纸　☐专业会议　☐朋友介绍　☐其他（　　）

6. 主要购书途径

☐书店　☐网络　☐出版社　☐单位集中采购　☐其他（　　）

7. 您认为图书的合理价位是（元/册）：

手册（　　）　图册（　　）　技术应用（　　）　技能培训（　　）　基础入门（　　）

其他（　　）

8. 每年购书费用

☐100 元以下　☐101 ~ 200 元　☐201 ~ 300 元　☐300 元以上

9. 您是否有本专业的写作计划？

☐否　☐是（具体情况：　　　　　　）

非常感谢您对我们的支持，如果您还有什么问题欢迎和我们联系沟通！

地　址：北京市西城区百万庄大街 22 号　机械工业出版社电工电子分社　邮编：100037

联系人：付承柱　联系电话：010-88379764　13581693166　传真：010-68326336

机械工业出版社编著图书推荐表

姓　　名:		出生年月:		职称/职务:		专　　业:	
单　　位:				E-mail:			
通讯地址:						邮政编码:	
联系电话:		研究方向及教学科目:					
个人简历（毕业院校、专业、从事过的以及正在从事的项目、发表过的论文）							
您近期的写作计划有:							
您推荐的国外原版图书有:							
您认为目前市场上最缺乏的图书及类型有:							

地　　址：北京市西城区百万庄大街22号　机械工业出版社　电工电子分社

邮　　编：100037　网址：www.cmpbook.com

联 系 人：付承桂

联系电话：010-88379764　13581693166　传真：010-68326336

目　　录

第1章 绪　　论

1.1 电气传动系统简介

在20世纪80年代之前，国内外绝大多数工业及生产领域应用到的交流电动机均被设计为恒速运行，然而恒速系统用作调速运行时的效率极低。近年来，随着电力电子开关元器件的发展以及微处理器应用成本的降低，使基于频率调制的电气传动系统被越来越广泛地应用在各种宽频调速的场合。在现代工业控制领域，对于调速系统速度、转矩以及位置控制的准确度和连续性要求日益增强，进而要求系统具有更加优异的稳态特性、瞬态响应以及传动效率。工业负载的类型可分为恒转矩型、恒功率型或转矩为速度函数型等。电气传动系统首选电动机作为传动部件，因其具有以下优点：可安装到与负载非常接近的地点；通过电控系统可运行在任意指定的速度下；起动和反转切换的时间都非常短暂。同时，电气传动系统选用的电动机，可覆盖功率由几瓦到数百千瓦的宽广范围。另外，电动机的速度-转矩特性能够依照负载特性的改变而迅速调整。

现代电气传动系统通常由以下四个部分组成：

（1）电动机；

（2）电力电子变流器；

（3）控制器；

（4）执行器件(即负载)。

上述各部分将在本章后续章节内分别论述。

1.2 电动机

在电气传动系统中，常用的电动机可分为以下几种类型：

（1）直流电动机：并励电动机、串励电动机、复励电动机、分励电动机及开关磁阻电动机等；

（2）交流电动机：异步电动机、同步电动机、永磁电动机及开关磁阻电动机等；

（3）特种电动机：如步进电动机等。

在不同的应用场合选用的电动机类型也不同，主要应考虑如下因素：

● 负载的速度-转矩特性；

- 起动和运行功耗；
- 备品备件及维护人员要求；
- 峰值转矩过载能力；
- 电动机耐热等级。

1.3 电力电子变流器

调速传动系统以其更高的效率和性能在工业领域中得到了广泛的应用，而系统所用的电力电子变流器的选型及控制通常由所选传动电动机的类型来决定。

应用于调速传动(ASD)系统的电力电子变流器可以分为以下两大类型：

(1) 可控整流器：由固定单相/三相供电，提供可控的直流电压输出；

(2) DC/AC 逆变器：在所需频率上提供可控的交流电压或电流输出，其直流供电来自电池组或二极管整流器。

选择适宜的电力电子变流器(PEC)类型与所选电动机匹配是非常重要的。电力电子变流器电流等级需满足所选电动机稳态及峰值转矩对应的电流大小，同时电压等级需满足电动机端最高电压峰值。由于本书重点论述交流电动机的传动系统，故以下所讨论的变流器类型基本属于 DC/AC 逆变器。

1.3.1 调速传动系统中的逆变器

在多数工业场合中，交流传动系统都被要求在不同的速度下运行。为了达到调速的目的，需要由逆变器提供可变电压及可变频率的电源。综上所述，逆变器可按广义分为两种类型：电压源型逆变器以及电流源型逆变器。

两者相比，电压源型逆变器(VSI)的应用更为普遍。电压源型逆变器的电压控制通常采用脉冲宽度调制(Pwlse Width Modulation，简称 PWM)电路实现。电流源型逆变器(CSI)为电动机端提供经开关波形调制过的电流供电，并通过直流母线上所带的大容量电感保持该电流输出。

1.3.1.1 三相桥式逆变器

图 1-1 所示为三相电压源型桥式逆变器原理图。交流电压经整流器整流后，供给桥式逆变器的直流输入。同时，直流母线输入端并联一个较大的电力电容器，用来缓冲逆变器工作时产生的充电电流冲击，且该电容器容量较大，通常可达 2000 ~ 10000μF。一组串联电感被用于限制故障电流，用于驱动异步电动机的逆变器，一般需要采用例如 BJT、

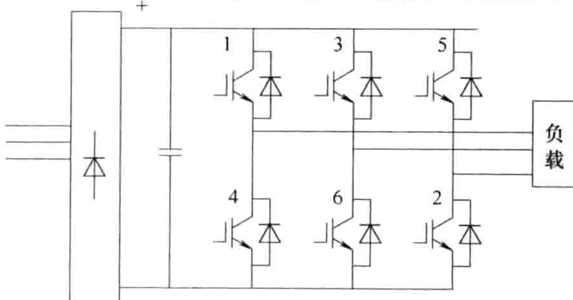


图 1-1 三相桥式逆变器

MOSFET、IGBT或GTO等类型的门极可关断半导体闸流管。如果采用以上类型的器件，则在每相外接控制回路内还需要增加至少一个晶闸管和一个电容器，同时又要增加相应电感用于控制电容器极性切换。因此，类似以上带外部换相的晶闸管较少应用。

现在，除了某些大功率应用场合必须在逆变回路中采用门极可关断(GTO)晶闸管之外，晶体管已经基本取代了半导体闸流管。六阶电压逆变电路的工作原理如图1-1所示。由六只晶体管和六只二极管组合输出三相调制电压的电路，可以在180°导通角或120°导通角两种模式下运行。由于180°导通角在各种工作状态下均具有更好的开关利用率，并能够提供更高的输出电压，因此这种方式的应用更为广泛。

在180°导通角工作时，任意时刻均有三只晶体管处于导通状态。在360°工作周期内共有六种导通方式，每种导通方式持续60°。六只晶体管按其依次导通顺序的编号如下：1-2-3、2-3-4、3-4-5、4-5-6、5-6-1及6-1-2。即1、2、3号晶体管在第一个60°角周期内导通，然后是2、3、4号晶体管在下一个60°周期内导通，以此类推。

1.4 控制器

通过控制器将电动机特性与负载实际运行进行匹配，现在已针对不同电动机的驱动形式开发出多重控制策略。电气控制器通过控制变流器的电流、电压、磁链及转矩输出达到控制目的。相应传感器将测量到或计算出的电压、电流、磁通量反馈给控制器。传感器输入的信号由电源输入端和变流器输出端取得。控制器输出用于调节改善变流器的工作状态(例如提高功率因数、降低谐波等)。

由运动传感器提供与位置、速度或转矩相关的状态变量反馈。运动控制器输入信号由运动传感器提供，其输出信号用于控制相关速度、位置或转矩输出。电气控制器和运动控制器结合使用，并且通过数字-模拟量输出电路来实现控制目的。当前的趋势是采用微处理器或数字信号处理器(Digital Signal Processor，简称DSP)作为控制器，尤其是在高性能传动系统中的应用更为广泛。

1.5 负载

电气传动系统需要将电动机特性与负载特性很好地匹配方可运行。负载特性可由转矩-速度、转矩-时间、速度-时间或者位置-时间的关系曲线加以描述。

1.5.1 典型负载的转矩-速度曲线

大多数工业负载的转矩-速度特性，通常可以归纳为以下四个类型(见图1-2)：

a）恒转矩类型；

b）转矩与速度成线性比例关系类型；

c）转矩与速度二次方成比例关系；

d）转矩与速度成反比例关系。

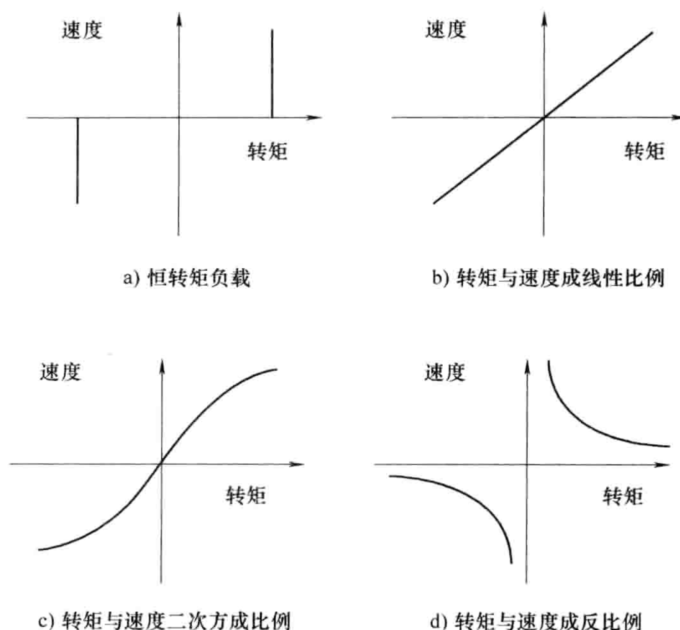


图 1-2[⊖]　典型负载的转矩-速度特性

负载的转矩-速度特性，从本质上来说取决于负载的具体应用方式。低速起重机、活塞式压缩机、带式输送机等均表现为恒转矩负载特性(即与速度无关)。混料器、搅拌器、带恒负载的分励直流发电机、涡流制动器以及压延机等的负载转矩，则表现出与速度成线性比例关系的特性。例如风扇、船用螺旋桨、压缩机等负载转矩则与速度的二次方成正比关系。而类似提升机、卷取机、车床、拉丝机等的负载转矩则与速度成反比例关系。上述的大多数负载在起动时，都需要额外的出力用来克服静态摩擦阻力亦或称为粘滞阻力，此时的电动机出力被称为起步转矩。电气传动系统需要将电动机的速度-转矩特性与负载特性匹配方可正常运行。因此，电动机及变流器的选型均应遵循以上原则。同时，电动机对机械负载的匹配，既应考虑正常运行的稳态，同时还需要考虑各种瞬态情况。

⊖　原书中图 1-2c 有误，此处为译者重新画的新图。——译者注

1.6 负载的动态特性和稳态特性

当电动机驱动机械负载运行时，若电动机输出的转矩与负载转矩相等，则系统达到恒速工作状态。当电动机与负载刚性连接时，调节其动态的基本方程式如下所示：

$$J\frac{d\omega}{dt}=T_m-T_L-T_f \tag{1-1}$$

式中，T_m为电动机电磁转矩；T_L为实际负载转矩；J为电动机轴系转动惯量，是电动机和负载对电动机轴的转动惯量之和；ω 为角速度；T_f为摩擦转矩。其中，摩擦转矩包括静态摩擦转矩、库仑摩擦转矩、粘性摩擦转矩以及机械摩擦转矩等。若摩擦转矩与速度成近似比例关系，则有

$$J\frac{d\omega}{dt}=T_m-T_L-B\omega \tag{1-2}$$

电动机负载的稳态稳定性可由线性化方程式(1-2)得出。为评估电动机负载系统的稳定性，可参考图 1-3 中所示电动机和负载端的速度-转矩曲线，其中曲线交叉点为平衡点。要检验系统在平衡点处是否稳定，需要对速度做小幅变化。如果作用于电动机端的系统转矩方向与保持系统固有状态方向相同，则系统在该平衡点处稳定，反之则不稳定。

用下图 1-3 中电动机负载系统的速度-转矩曲线为例，系统稳定性分析如下：

图 1-3a 中，A 点为系统稳定点，因为在 A 点处如果速度小幅增加，则根据曲线趋势电动机转矩将大于负载转矩，从而驱动负载加速，进而使系统回到 A 点。同理，B 点也是系统稳定点。而 C 点根据以上原则判断，则为不稳定点。按照上述的分析方法，在 C 点处若速度减小，则电动机转矩依曲线趋势将小于负载转矩，进而使系统速度进一步减小，从而无法回到平衡点处。

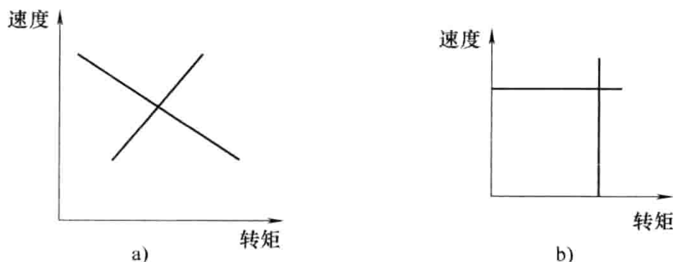


图 1-3[㊀] 电动机负载系统的速度-转矩曲线

㊀ 原书中图 1-3 有误，没有 A、B、C 点标注。——译者注

在 A 点处，系统稳态稳定性的数态表示如下

$$T_m = T_L + B\omega \text{ 且} \frac{d\omega}{dt} = 0 \tag{1-3}$$

假设式(1-3)中的 B 可忽略，则来自供电、负载或传动系统任意处的一个微小扰动将导致等式值的微小变化量：ΔT_M、ΔT_L 及 $\Delta\omega$。因此，式(1-1)可变换为

$$(T_M + \Delta T_M) - (T_L + \Delta T_L) = J\frac{d(\omega + \Delta\omega)}{dt} \tag{1-4}$$

或

$$J\frac{d\Delta\omega}{dt} = \Delta T_M - \Delta T_L \tag{1-5}$$

如果偏差量很小，则电动机和负载的速度-转矩曲线可近似为线性关系，进而有

$$\Delta T_M = \left[\frac{dT_M}{d\omega}\right]\Delta\omega \text{ 且 } \Delta T_L = \left(\frac{dT_L}{d\omega}\right)\Delta\omega \tag{1-6}$$

式中，$dT_M/d\omega$ 及 $dT_L/d\omega$ 为平衡点处电动机和负载转矩的导数。从而，式(1-5)可变换为

$$J\frac{d}{dt}(\Delta\omega) + \left[\frac{dT_L}{d\omega} - \frac{dT_M}{d\omega}\right]\Delta\omega = 0 \tag{1-7}$$

式(1-7)为一阶线性微分方程。在 $t=0$ 时刻，如果速度的初始偏差量为 $\Delta\omega_0$，则式(1-7)的结果为

$$\Delta\omega = \Delta\omega_0 \exp\left\{\frac{-1}{J}\left(\frac{dT_L}{d\omega_M} - \frac{dT_M}{d\omega}\right)t\right\} \tag{1-8}$$

当 $\Delta\omega$ 趋近于0的同时，时间 t 趋于无限大，此时系统在该运行点处趋于稳定。需要注意，在这种情况下式(1-8)中指数 exp 符号必须为负，或者此时

$$\frac{dT_L}{d\omega} > \frac{dT_M}{d\omega} \tag{1-9}$$

【例 1.1】

一台直流并励电动机具有以下速度-转矩特性：$\omega = 200 - 0.1T$。式中，T 为电磁转矩。负载的速度-转矩关系式为：$\omega = 2T_L$。在电动机运行点处计算其速度及转矩，并检验该系统的稳定性。

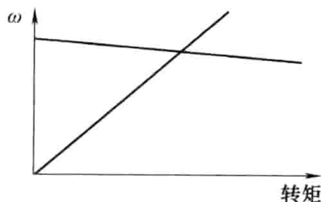


图 1-4 电动机及负载的速度-转矩曲线

解：

此处 $B=0$，因此 $T = T_L$时，达到平衡点，即

$$\omega = 200 - 0.1\frac{\omega}{2} \tag{1-10}$$

亦即

$$\omega = 190.476 \text{rad/s}$$

则电动机处于该运行点时的转矩可由以上推导得出

$$T = \omega/2 = 190.476/2 = 95.238 \text{N} \cdot \text{m}$$

要检验该点处的系统稳定性，由已知 $dT_L/d\omega = 2$，且 $dT/d\omega = -10$，即可得到系统在该点处稳定。该系统的图形变化表示见图 1-4。

1.7　多象限运行系统

由于工艺要求，电气传动系统可能单向运行也可能需要双向运行。因此，电动机同样有可能运行在两种状态下，即运行状态或制动状态。在运行状态下，电动机将电能转化为机械能，其转矩与运行方向一致；在制动状态下，电动机将机械能转化为电能，其转矩与运行方向相反。此时，由电动机产生的能量本质上是转矩和速度的乘积。如果转矩和速度同为正向或同为负向，则系统处于运行状态下；如果转矩方向与速度方向相反，则电动机处于制动状态下。如图 1-5 所示，即为多象限运行的电气传动系统。在Ⅰ象限内运行时，转矩和速度同为正号，系统正向运行。同理，Ⅲ象限运行时，转矩和速度同为负号，系统反向运行。在Ⅱ和Ⅳ象限运行时，转矩和速度的符号相反，因此系统运行在制动状态。

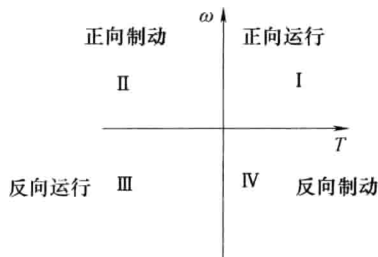


图 1-5　传动系统的多象限运行

当系统处于运行状态时，电能由电源流向电动机；反之，当系统处于制动状态时，如果采用了能量再生制动装置，则电能由电动机流向电源。在这种情况下，电力电子变流器必须采用能够处理双向电流的设计。当系统动态制动时，电动机-负载系统的动能在电动机转子和制动电阻上转化为热能并消耗。

1.8　工作制及电动机额定值

如果要驱动某个特定负载，应基于电动机的热负载能力来选择电动机额定值。所选电动机的容量必须与负载要求相匹配，且其静态温升必须处在规定允许范围内，该温升的允许范围取决于电动机绝缘的耐热等级。无论从经济性或后期维护保养的角度考虑，为传动系统选择合适的额定功率的电动机都是非常重要

的。

通常生产厂家标识的电动机额定功率，均适用于连续负载工况。然而在实际应用中，很多情况下电动机并不需要连续工作。

针对上述情况的负载折算方法，归类总结为以下八种：

（1）连续负载；

（2）短时负载；

（3）间歇周期性负载；

（4）间歇周期性负载带起动；

（5）间歇周期性负载带起动/制动；

（6）周期性连续运行负载；

（7）周期性连续运行负载带起动/制动；

（8）连续负载带周期性速度调节。

图 1-6 所示即为连续负载工况下，负载对时间的变化曲线。

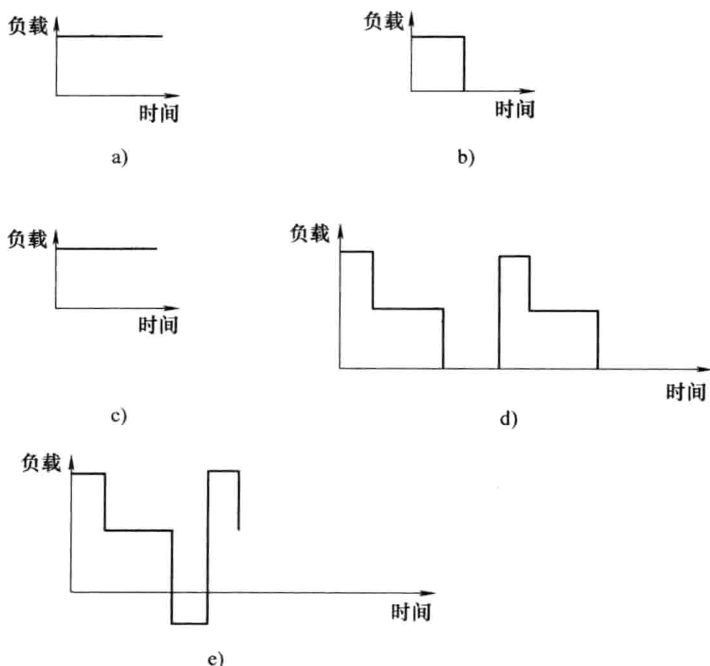


图 1-6　负载-时间变化曲线

电动机额定功率的选型应该基于电动机热负载的大小，而电动机热负载的大小又取决于该负载-时间曲线内定义的电动机工作制（即占空比）类型。电动机内的电流大小取决于负载的强度，而由电流产生的热量取决于电流的强度及其所产生的时

间长短。考虑到电动机内部电流产生的热量将导致电动机的温升提高，当电动机本身温度高于外界环境温度时，电动机开始向外散热。当电动机的发热量与其对外界的散热量相等时，电动机温度达到稳态温升。因此，电动机的稳态温升必须处于电动机绝缘材料相应等级允许的温升值范围内。

为连续负载的工况选择电动机的额定功率，需要掌握负载的最大连续运行功耗。对比该功率，在市场可选的电动机额定功率范围内，应选择高于该功率的最近额定功率等级的电动机。

对于短时负载而言，电动机运行时间与其总在线时间相比只占很小的比例，而且电动机二次起动前，又拥有较长的冷却时间。在这种情况下，允许额定功率的电动机运行在过载系数 K（$K>1$）的负载功率下，同时温升又满足相应标准的限制。

对于间歇周期性负载而言，如图1-6c～e所示，电动机额定功率由系统平均电流或平均转矩决定。而且考虑到起动/制动时的功率损耗，电动机通常会进一步降容使用。

1.9　问题

（1）某电动机驱动转矩-速度特性为 $T_L=0.10\omega$ 的负载运行，电动机产生恒定转矩 $T=10\text{N}\cdot\text{m}$，需要计算系统由零速升至稳态所需的时间。系统总转动惯量为

$$J=0.10\text{kg}\cdot\text{m}^2$$

（2）某传动系统电动机转矩和负载转矩分别如下：

$$T=150-0.628\omega(\text{N}\cdot\text{m})$$

$$T_L=100\text{N}\cdot\text{m}$$

系统初始运行在稳定状态，如果此时负载转矩变化为 $-100\text{N}\cdot\text{m}$，则需要计算最终平衡点速度。

（3）根据以下等式定义的电动机和负载转矩，计算系统平衡点：

$$T=-1-2\omega \quad 且 \quad T_L=-3\sqrt{\omega}$$

（4）某匹配适当控制系统的电动机运行时，转矩特性为

$$T=a\omega-b$$

该电动机所驱动负载的转矩特性为

$$T_L=c\omega^2$$

式中，a、b、c 均为正实型常数，求系统平衡点速度以及平衡点稳态。

参 考 文 献

[1] Dubey, G.K.: Fundamentals of Electrical Drives. Narosa Publishing House, New Delhi (2001)
[2] Rashid, M.H. (ed.): Power Electronics Handbook, ch. 26. Academic Press, London (2001)
[3] Leonard, W.: Control of Electric Drives. Springer, New York (1985)
[4] Slemon, G.R.: Electric Machines and Drives. Addison–Wesley, Reading (1992)
[5] Van Wyk, J.D.: Power electronic converters for motion control. Proc. IEEE 82(8), 1164–1193 (1994)
[6] Bose, B.K.: Power electronics – a technology review. Proc. IEEE 80, 1303–1334 (1992)
[7] Bose, B.K.: Recent advances in power electronics. IEEE Trans. Power Electron. 7, 2–16 (1992)
[8] Mohan, N.T., Undeland, T.M., Robbins, W.P.: Power Electronics, 3rd edn. Wiley, New York (1995)
[9] Subramanyam, V.: Electric Drives: Concept and Applications. Tata McGraw Hill, New Delhi (1994)
[10] Ahmad, M.: Industrial Drives. Macmillan India (1996)

第 2 章　异步电动机及同步电动机模型的建立

2.1　异步电动机的原理

异步电动机是在工业领域中应用最为广泛的交流电动机。正如其他所有旋转电动机一样，异步电动机由定子(固定部分)和转子(转动部分)组成并由空气间隙隔开，定子内有轴向分布的线圈绕组。除了在某些小功率场合内应用单相电动机外，工业领域中应用的异步电动机通常为三相。定子上的每相均有分布式绕组，每相绕组均由数个线圈构成。由阶跃波形电流流经绕组作用于磁动势形成近似正弦波波形的输出，该磁动势波形的最大值出现在定子绕组的中央部分。在三相电动机中，三相绕组成 120°角空间分布。当三相平衡电流输入时，气隙间的感应磁动势等于 1.5 倍单相磁动势的大小，并使转子以 ω 的角速度转动。此处，ω 等于输入电流的角频率，单位为 rad/s。由于旋转磁场的实际速度取决于电动机内的极数，该速度即为电动机的同步速度(rad/s)，即

$$\omega_s = 2\pi f/p \tag{2-1}$$

式中，p 为电动机的极对数。这一转速还能用其他单位表示，如 f/pr/s 或 $60f/p$r/min 等。

如果异步电动机转子绕组的形式与其定子绕组的方式类似，则称其为绕线式异步电动机。异步电动机的转子绕组线圈连接在转子集电环上，与外部端子连接的固定电刷同这些集电环接触。通过外部端子，在绕线式异步电动机转子回路内并联外部电阻，以实现更高的起步转矩。当电动机起动完成后，并联电阻被切除。

另外还有一种转子的结构形式被称为笼型转子，是由置于转子线槽中的铜或铝导条以及两端的端环组成的闭合回路。在正常运行时，笼型与绕线转子电动机的电气特性并无差异。即当转子由三相电源供电时，在气隙间产生一个旋转磁场。该磁通在定子和转子绕组内将同时引发感应电动势。由于电流流经转子回路，与此时气隙间的磁场相互作用，进而产生电磁转矩推动转子旋转。当气隙间磁场与转子磁场间存在相对运动时，才可产生转子内电动势，且转子旋转方向与磁场方向相同，但两者旋转速度并不同步。所谓异步电动机因此总是在低于同步速度下运行。转子速度与同步速度的差值被称为转差率，转差率 s 采用下式(2-2)计算。

$$s = (\omega_s - \omega_r)/\omega_s \tag{2-2}$$

2.2 异步电动机的等效电路

异步电动机的等效电路原理与变压器类似，其稳态特性亦可据此推导。为了得到三相电动机每一相的等效电路，以绕线转子异步电动机为例（见图 2-1）进行分析。而笼型异步电动机的转子回路则可用一个等效的三相绕组回路代替。当三相平衡电压施于定子时，其绕组内产生电流，进而在气隙间生成旋转磁场。同理，转子绕组内产生的电流也会在其绕组内生成旋转磁场。而当上述感应磁场以相同速度在气隙间旋转时，结果在气隙间形成一个同步运动的旋转磁场。

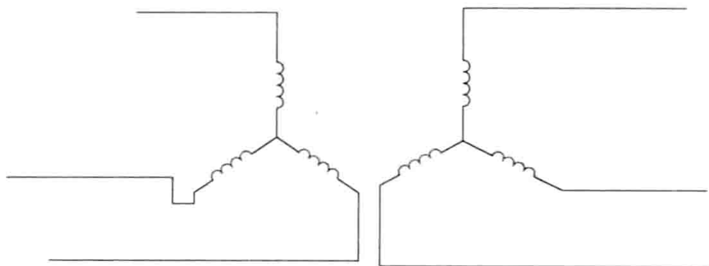


图 2-1 三相异步电动机

由以上气隙间的感应磁场反作用于定子和转子绕组，分别形成感应电压（定子上为供电频率 f；转子上为转差频率 f_2），因此，其等效电路与变压器的典型等效电路一致，见图 2-2。图 2-2 中，R_s为定子绕组阻抗；L_s为其自感量；L_r为转子绕组相对定子的自感量；R_r为转子绕组相对定子的阻抗；X_m为磁化感抗；R_m为等效铁心损耗的阻抗；s 为转差率。其稳态性能方程包含气隙功率、机械及轴输出功率以及电磁转矩等。

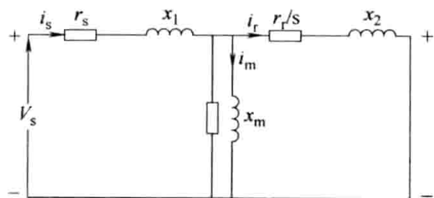


图 2-2 等效电路

传送至气隙间的实际功率 P_a为总输入功率 P_i与定子铜损间的差值，见下式（2-3）。

$$P_a = P_i - 3I_s^2 R_s \tag{2-3}$$

如果忽略定子铜损，则有

$$P_a = 3I_r^2 \frac{R_r}{s} \tag{2-4}$$

上式还可进一步分解为以下两部分

$$P_a = 3I_r^2 R_r + 3I_r^2 R_r \frac{(1-s)}{s} \tag{2-5}$$

即气隙功率 P_a 为转子铜损和实际机械输出功率的之和。

因此，实际机械输出功率 P_m(W)为

$$P_m = 3I_r^2 R_r \frac{(1-s)}{s} \tag{2-6}$$

进而，电磁转矩 T_e 与输出功率 P_m 间的关系式如下

$$P_m = T_e \omega_m$$

或转矩

$$T_e = 3I_r^2 R_r \frac{(1-s)}{s\omega_m} = 3I_r^2 R_r \frac{1}{s\omega_s} \tag{2-7}$$

式中，ω_m 为转子速度，单位为 rad/s。

如果把上述并联支路(不包括 R_m)转移至输入回路，则可得到另外一个近似等效电路，如图 2-3 所示。由于执行该等效近似后所得等效电路系统性能与实际系统性能间偏差小于 5 %，故该等效近似处于合理的可接受范围内，而此时转子电流强度则可由下式(2-8)得出。

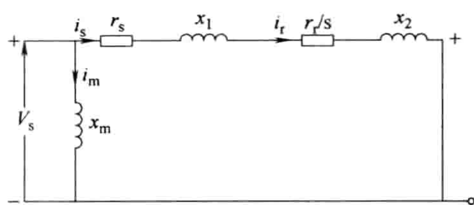


图 2-3　近似等效电路

$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + R_r/s)^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r)^2}} \tag{2-8}$$

若将式(2-7)代入上式，则有下列转矩方程

$$T_e = \frac{3R_r}{s\omega_s} \frac{V_s^2}{(R_S + R_r/s)^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r)^2} \tag{2-9}$$

2.3　两相异步电动机的动态模型

异步电动机的稳态特性可以由电动机的等效电路推导得出。在调速传动系统中，通常会用到反馈控制回路，而且为了保证系统的快速响应，要求对系统各瞬态参数，诸如电压、电流及转矩等动态特性均纳入分析范畴。因此，针对系统动态模型的分析是理解高性能传动的本质要求。

首先考虑两相异步电动机的动态模型，然后推导出两相与三相电动机间的等效模型。两相异步电动机定子绕组为两组，彼此成 90°的空间排布。异步电动机的转子也可等效为两相绕组，如图 2-4 所示。定子绕组位于 d 轴及 q 轴上，转子绕组则分布于 α 和 β 轴上。在任意时刻，转子绕组 α 与定子绕组 d 间的夹角为 θ。定子及转子绕组的终端电压可以表示为由于内阻及磁通变化所产生的压降之和。其中，磁通变化量由电流及电感量(包括自感及互感)的变化引起的。对于两相异步电动机

而言，其内部四个绕组(回路)每一回路内均要考虑其自感系数及互感系数。d、q、α 及 β 四个回路，其自感系数均包含主磁通及漏磁磁通分量，且均与转子位置无关。

以上自感量有如下关系式

$$L_{\alpha\alpha}=L_{\beta\beta}=L_{rr} \tag{2-10}$$

$$L_{dd}=L_{qq}=L_{s} \tag{2-11}$$

定子绕组 d 和 q，以及转子绕组 α 和 β 间的互感系数(互感量)均为零，因为它们之间均为 90°夹角。

因此还有

$$L_{\alpha\beta}=L_{\beta\alpha}=0 \tag{2-12}$$

$$L_{dq}=L_{qd}=0 \tag{2-13}$$

而定子绕组与转子绕组间的互感系数则与转子角度 θ_r 存在函数关系。由于气隙间的磁动势成正弦曲线分布，因此互感系数与角度 θ_r 间成余弦函数关系。假设此处角度 θ_r 为转子 α 与定子 d 轴间的电气夹角。

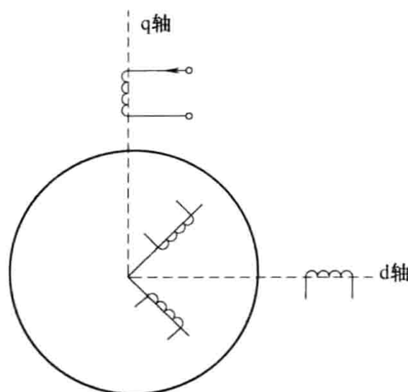


图 2-4 两相异步电动机转子的等效电路

则有

$$L_{\alpha d}=L_{d\alpha}=L_{sr}\cos\theta_r \tag{2-14}$$

$$L_{\beta d}=L_{d\beta}=L_{sr}\sin\theta_r \tag{2-15}$$

$$L_{\alpha q}=L_{q\alpha}=L_{sr}\sin\theta_r \tag{2-16}$$

$$L_{\beta q}=L_{q\beta}=-L_{sr}\cos\theta_r \tag{2-17}$$

式中，L_{sr} 为转子绕组与定子绕组间互感系数最大值。

V_{ds}、V_{qs}、V_α 以及 V_β 分别为定子绕组 d 和 q 轴上的端电压，及其对应绕组 α 和 β 两端电压，而每相的相间电流分别为 i_{ds}、i_{qs}、i_α 和 i_β。依据压降与磁通量变化间的电压方程式如下所示。

即

$$V_{ds}=(R_s+L_sp)i_{ds}+L_{sr}p(i_\alpha\cos\theta_r)+L_{sr}p(i_\beta\sin\theta_r) \tag{2-18}$$

$$V_{qs}=(R_s+L_sp)i_{qs}+L_{sr}p(i_\alpha\sin\theta_r)-L_{sr}p(i_\beta\cos\theta_r) \tag{2-19}$$

$$V_\alpha=(R_{rr}+L_{rr}p)i_\alpha+L_{sr}p(i_{ds}\cos\theta_r)+L_{sr}p(i_{qs}\sin\theta_r) \tag{2-20}$$

$$V_\beta=(R_{rr}+L_{rr}p)i_\beta+L_{sr}p(i_{ds}\sin\theta_r)-L_{sr}p(i_{qs}\cos\theta_r) \tag{2-21}$$

式中，定子绕组阻抗表示为式(2-22)。

$$R_d=R_q=R_s \tag{2-22}$$

转子阻抗为

$$R_\alpha=R_\beta=R_{rr} \tag{2-23}$$

考虑到电感量与转子位置间的函数关系，由以上方程式(2-18)~(2-21)的求得

的解较为复杂，而用常数取代电感量的变换则可将方程式简化。

2.3.1　通过变换获得恒定的电感

为了将随时间变化的电感量替换为恒定电感值，需要引入数学变换将方程式内的 $\cos\theta_r$ 和 $\sin\theta_r$ 移除。针对异步电动机的电压方程式，H. C. Stanley 在 20 世纪 30 年代提出了由于电流回路相对运动而产生的电感变化，可以通过将转子变量转换为假想的固定绕组变量予以消除。为实现该变换，假设转子绕组在 d 轴及 q 轴上相对定子固定（图 2-5 所示），以上假定绕组同实际转子绕组一样具有相同的匝数，因此产生相等的磁动势。若假想绕组电流为 i_{qrr} 及 i_{rdr}，则可用通过以下等式进行变换，即

$$\begin{bmatrix} id_{rr} \\ iq_{rr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ \sin\theta_r & -\cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{2-24}$$

代入以上值，电压方程式(2-18)～(2-21)可转化为以下方程

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qrr} \\ V_{drr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_{sr} p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_{sr} p \\ L_{sr} p & -L_{sr}\omega & R_{rr} + L_{rr} p & -L_{rr}\omega \\ L_{sr}\omega & L_{sr} p & L_{rr}\omega & R_{rr} + L_{rr} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qrr} \\ i_{drr} \end{bmatrix} \tag{2-25}$$

式中，$\omega = d\theta_r/dt$，则式(2-25)中的电感值转化为恒定常数。

然而，通常为了获得稳态方程式才会将转子变量相对定子进行变换。如果转子端电压与定子侧相等，转子和定子绕组事实上可以物理连接。由于假想绕组特性需要与实际转子绕组的特性相同，因此以下参数变换是必需的。

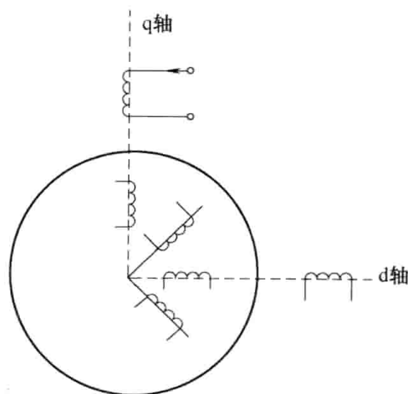


图　2-5

如果

$$a = 定子每相匝数/转子每相匝数 \tag{2-26}$$

则相应变量如下

$$R_r = a^2 R_{rr} \tag{2-27}$$

$$L_r = a^2 L_{rr} \tag{2-28}$$

$$i_{qr} = \frac{i_{qrr}}{a} \tag{2-29}$$

$$i_{dr} = \frac{i_{drr}}{a} \tag{2-30}$$

$$v_{qr} = a v_{qrr} \tag{2-31}$$

$$v_{dr} = a v_{drr} \tag{2-32}$$

因此，定子的磁化电感与互感间现在具有如下关系式

$$L_m = \alpha L_{sr} \tag{2-33}$$

将式(2-27)~(2-33)中变量代入式(2-25)中，得到简化后的两相异步电动机动态方程如下。

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & -L_m \omega & R_{rr} + L_{rr} p & -L_{rr}\omega \\ L_m \omega & L_m p & L_{rr}\omega & R_{rr} + L_{rr} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \tag{2-34}$$

以上方程表现的阻抗特性，主要取决于转子速度。若转子转速恒定，则电动机处于稳态且以上方程式(2-34)为线性等式。

2.3.2 三相电动机的动态模型

两相电动机的动态模型如上一节中的方程式(2-34)所示。然而，相比两相电动机，三相异步电动机在工业领域内的应用更为广泛。通过坐标轴变换可将三相异步电动机表示为其等效的两相电动机，如下图 2-6 所示。其中，d^s 及 q^s 为定子正交轴，d^r 及 q^r 为转子正交轴。

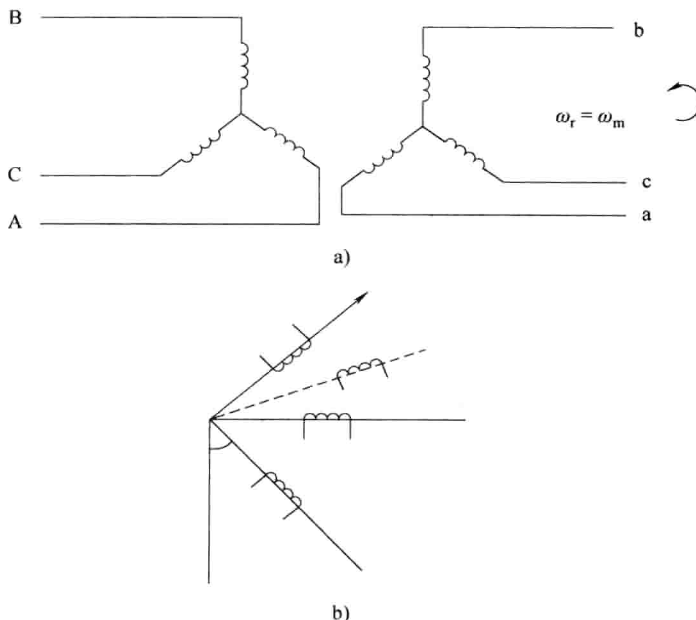


图 2-6

通过坐标轴变换，将 a-b-c 端电压/电流转化为 d-q-o 端的电压/电流。该变换将电压、电流及磁通量与定子绕组相关联，进而在 d 轴及 q 轴上将各实际转子变量与假想转子绕组相关联，该假设由 R. H. Park 在 20 世纪 20 年代首先提出。通过以上变换(Park 变换)可消除时变电感量对等式的影响。如果 q^s 轴滞后 a 轴的角度为

θ_c，则通过 Park 变换，d-q-o 轴上的电流与 a-b-c 轴上的电流具有如下关系：上标 s 表示 d-q-o 轴位于定子上。

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \\ i_{0s}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta_c & \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta_c & \sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{as}^s \\ i_{bs}^s \\ i_{cs}^s \end{bmatrix} \tag{2-35}$$

注意，只有当 a-b-c 相间存在电流不平衡时，才会出现电流 i_o，由此并不会减弱感应磁场强度。

方程式(2-33)可以简化为以下形式

$$i_{dq0}^s = [T_{abc}^s]\, i_{abc}^s \tag{2-36}$$

同样，可通过 Park 变换的逆变换，由 i_{qdo} 求得 i_{abc}。

$$i_{abc}^s = [T_{abc}^s]^{-1} i_{dq0}^s \tag{2-37}$$

式中

$$[T_{abc}^s]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_c & \sin\theta_c & 1 \\ \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \tag{2-38}$$

以上变换方法同样适用于计算电压及磁通量。若滞后角度 θ_c 为 0，则 q^s 轴与 a 轴重合且系统处于平衡态(无中性点连接)，则系统仅表现为 d 轴和 q 轴。相应变换可表示为如下等式。

即

$$i_a^s = i_{qs}^s \tag{2-39}$$

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \tag{2-40}$$

对于平衡态三相系统则有

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \tag{2-41}$$

$$i_{0s}^s = 0$$

以及

$$i_{ds}^{s}=-\frac{1}{\sqrt{3}}i_{bs}^{s}+\frac{1}{\sqrt{3}}i_{cs}^{s} \tag{2-42}$$

以磁通量表示的电压方程式如等式(2-34)所示。通过以上方程，对于平衡态的系统而言，可建立两相异步电动机与三相异步电动机之间的等值关系。但是，如果系统不在平衡态，则等式(2-34)中会相应增加以下两个部分。

$$V_{0s}=(R_s+L_{1s}p)i_{0s} \tag{2-43}$$

$$V_{0r}=(R_r+L_{1r}p)i_{0r} \tag{2-44}$$

式中，L_{1s}以及L_{1r}分别为定子和转子的漏感。

2.4 参考坐标系的选择

由于转子绕组与定子绕组间存在相对运动这一事实，所以交流电动机具有较为复杂的动态特性。为了分析的简化，在2.3.2节中介绍了将三相电动机等效变换为两相电动机的方法。然而，客观存在的时变电感量仍然会使相应模型复杂化。本节及之后的章节中会提出一种更加简化的模型，通过选取相应的参考坐标系，并将之前所有变量均代入该坐标系内。该参考坐标系的选择应基于所需的异步电动机控制策略。获得简化模型的基本思想是将定子和转子方程式变换为基于简单坐标系d-q轴上的等式。参考坐标系既可以是旋转坐标系也可以是固定坐标系，既可以基于定子也可以基于转子。

各种可能的参考坐标系选择(即基于d-q轴)如下：

- 基于定子或固定的参考坐标系；
- 基于转子且与转子等速旋转的参考坐标系；
- 基于转子磁通矢量且与转子磁通等速旋转的参考坐标系；
- 基于一个以同步磁场速度旋转的参考坐标系。

另外，还可将d-q轴置于某一任意速度旋转的坐标系内，此时称为任意参考系。为了使系统的方程简化，而将系统模型置于某一特定参考系内的方法在高性能交流控制系统的分析中非常普遍。

2.4.1 任意参考坐标系内的建模

异步电动机在任意参考坐标系内的建模问题最为常见，其他特定参考坐标系内的建模问题均可看作该问题的特定情况。为了得到系统在任意参考坐标系(一般参考系)内的模型，定子d^s和q^s轴间的关系以及由d^g和q^g代表的任意参考坐标系可由以下方法获得。如图2-7所示为d^s和q^s轴与d^g轴和q^g轴间的相对位置关系。此处，d^g和q^g轴系其旋转角速度为ω_g。

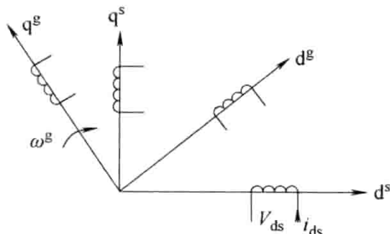


图2-7 常用的固定参考坐标系

现假设绕组在以上两参考坐标系上的匝数相等，如图 2-7 所示，q^g比 q^s轴超前角度为 θ_g。在一般参考坐标系 d 轴及 q 轴上可求解电流，关系式见下列等式。

$$i_{qds}^{s} = [T^g] i_{qds}^{g} \tag{2-45}$$

在此处假设系统处于平衡态，且仅含 d 轴及 q 轴分量。

$$[T^g] = \begin{bmatrix} \cos\theta_g & \sin\theta_g \\ -\sin\theta_g & \cos\theta_g \end{bmatrix} \tag{2-46}$$

参考坐标系旋转速度如下：

$$\theta_g = \omega_g \tag{2-47}$$

同样，定子电压也可变换为下列等式：

$$v_{qds} = [T^g] v_{qds}^{g} \tag{2-48}$$

对各转子变量做上述同样假设。假想转子绕组在转子 d 轴及 q 轴上的匝数与其在任意参考坐标系 d-q 轴上匝数相等。任意参考坐标系 q 轴与转子 q 轴间夹角为 θ_g，由于转子转速为 ω_r，因此转子 d-q 轴系与任意参考坐标系 d-q 轴系间相对速度为$(\omega_g - \omega_r)$。

转子电流经任意参考系坐标变换后的函数关系式如下：

$$i_{qdr}^{r} = [T^g] i_{qdr}^{g} \tag{2-49}$$

电压关系式如下

$$v_{qdr}^{r} = [T^g] v_{qdr}^{g} \tag{2-50}$$

同样以磁通为变量的函数关系式同理可得。由于不同于电压和电流变量，磁通量为一连续变量，故磁通量方程导致一些列相应变量的减小。

定子与转子在任意参考坐标系内的磁通量定义如下：

$$\begin{aligned} \lambda_{qs}^{g} &= L_s i_{qs}^{g} + L_m i_{qr}^{g} \\ \lambda_{ds}^{g} &= L_s i_{ds}^{g} + L_m i_{dr}^{g} \\ \lambda_{qr}^{g} &= L_r i_{qr}^{g} + L_m i_{qs}^{g} \\ \lambda_{dr}^{g} &= L_r i_{dr}^{g} + L_m i_{ds}^{g} \end{aligned} \tag{3-51}$$

任意参考坐标系内 q 轴分量上的定子电压关系式如下：

$$v_{qs}^{g} = R_s i_{qs}^{g} + \omega_g (L_s i_{ds}^{g} + L_m i_{dr}^{g}) + L_m \frac{d}{dt} i_{qr}^{g} + L_s \frac{d}{dt} i_{qs}^{g} \tag{3-52}$$

上式可进一步简化为以下形式：

$$v_{qs}^{g} = R_s i_{qs}^{g} + \omega_g \lambda_{ds}^{g} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs}^{g} \tag{2-53}$$

同理，直轴电压 v_{ds}如下：

$$v_{ds}^{g} = R_s i_{ds}^{g} - \omega_g \lambda_{qs}^{g} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds}^{g} \tag{2-54}$$

对转子而言，其电压在 q 轴和 d 轴上的分量分别为

$$v_{qr}^{g} = R_r i_{qr}^{g} + (\omega_g - \omega_r)\lambda_{dr}^{g} + \frac{d}{dt}\lambda_{qr}^{g} \tag{2-55}$$

以及

$$v_{drr}^{g} = R_r i_{dr}^{g} - (\omega_g - \omega_r)\lambda_{qr}^{g} + \frac{d}{dt}\lambda_{dr}^{g} \tag{2-56}$$

进而代入式(2-51)内的磁通量值，可得任意参考坐标系内的异步电动机模型。该模型在矢量控制以及直接转矩控制应用中非常有用，如下式(2-57)所示。

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{g} \\ v_{ds}^{g} \\ v_{qr}^{g} \\ v_{dr}^{g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_g L_s & L_m p & \omega_g L_m \\ -\omega_g L_s & R_s + L_s p & \omega_g L_m & L_m p \\ L_m p & (\omega_g - \omega_r) L_m & R_r + L_r p & (\omega_g - \omega_r) p \\ -(\omega_g - \omega_r) L_m & L_m p & -(\omega_g - \omega_r) L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^{g} \\ i_{ds}^{g} \\ i_{qr}^{g} \\ i_{dr}^{g} \end{bmatrix} \tag{2-57}$$

对于单馈转子异步电动机以及笼型电动机有

$$v_{dr}^{g} = v_{qr}^{g} = 0$$

异步电动机转矩在 d-q 轴上的分量可由式(2-57)求得，其紧凑形式表达如下

$$[v] = [R][i] + [L_p][i] + [G\omega_r][i] + [F\omega_g][i] \tag{2-58}$$

异步电动机的瞬时输入功率可以由电压方程与电流方程相乘求得：输入功率为 $[i]^t[v]$。以上等式(2-58)表明式中$[R]$的对应项为功率损耗；$[L_p]$为电磁储能的变化率；而$[F\omega_g]$则为假想功率与其数学变换后等式的关联项。因此，实际功率的唯一关联项为：$[i]_t[G\omega_r][i]$，即输入功率减去功率损失，亦即电动机的输出功率。电磁转矩为

$$T_e = \frac{P}{2}[i]_t[G\omega_r][i]$$

式中，$P/2$ 项为其机械角弧度与电气角弧度间的关联系数。
或

$$T_e = \frac{3}{2}\left(\frac{P}{2}\right)(\lambda_{ds}^{g} i_{qs}^{g} - \lambda_{qs}^{g} i_{ds}^{g}) \tag{2-59}$$

式中，3/2 为三相电动机和两相电动机间功率等值的系数。如果式(2-57)中 $p = j\omega_g$，即可得到系统稳态时的模型。

2.5 其他参考坐标系内的建模

其他几种较常用的参考坐标系模型如下：

（1）定子参考系模型；

（2）转子参考系模型；

(3) 同步旋转参考系模型。

下面，将分别对上述三种模型进行推导论述。

2.5.1　定子参考坐标系模型

异步电动机在定子参考坐标系内的动态模型也被称为 Stanley 模型，利用 Stanley 模型可以研究定子控制方式的传动系统的性能。为推导定子参考坐标系模型，首先假设该参考坐标系旋转速度为 0，例如 $\omega_g=0$，将其代入等式(2-57)电压方程式内得到式(2-60)。

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{s} \\ v_{ds}^{s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} R_s+L_sp & 0 & L_mp & 0 \\ 0 & R_s+L_sp & 0 & L_mp \\ L_mp & -\omega_rL_m & R_r+L_rp & -\omega_rL \\ \omega_rL_m & L_mp & \omega_rL_r & R_r+L_rp \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{qs}^{s} \\ i_{ds}^{s} \\ i_{qr}^{s} \\ i_{dr}^{s} \end{bmatrix} \tag{2-60}$$

由上式可知，在静止坐标系内当输入为正弦波时，各变量呈稳态正弦曲线特性。其中，转矩方程如下表示：

$$T_e=\frac{3}{2}\left(\frac{P}{2}\right)(\lambda_{ds}^{s}i_{qs}^{s}-\lambda_{qs}^{s}i_{ds}^{s}) \tag{2-61}$$

2.5.2　转子参考坐标系模型

如果电动机采用转子控制方式，则转子坐标系的动态模型可以通过在等式(2-57)内代入 $\omega_r=\omega_g$ 进而获得。

此时转子参考系旋转速度为

$$\omega_r=\omega_g \tag{2-62}$$

则电压方程式如下：

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{r} \\ v_{ds}^{r} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} R_s+L_sp & \omega_rL_s & L_mp & \omega_rL_m \\ -\omega_rL_s & R_s+L_sp & -\omega_rL_m & L_mp \\ L_mp & 0 & R_r+L_rp & 0 \\ 0 & L_mp & 0 & R_r+L_rp \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{qs}^{r} \\ i_{ds}^{r} \\ i_{qr}^{r} \\ i_{dr}^{r} \end{bmatrix} \tag{2-63}$$

而转矩则由下式求出：

$$T_e=\frac{3}{2}\left(\frac{P}{2}\right)(\lambda_{dr}^{r}i_{qr}^{r}-\lambda_{qr}^{r}i_{dr}^{r}) \tag{2-64}$$

2.5.3　同步旋转参考坐标系模型

如果假设所选参考坐标系 d^e-q^e轴与定子供电频率同步等速旋转。

即

$$\omega_g=\omega_s \tag{2-65}$$

进而同步参考坐标系内的模型可通过在一般方程内代入上式(2-65)并添加上标“e”求得。如下所示：

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{e} \\ v_{ds}^{e} \\ v_{qr}^{e} \\ v_{dr}^{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_s L_s & L_m p & \omega_s L_m \\ -\omega_s L_s & R_s + L_s p & -\omega_s L_m & L_m p \\ L_m p & (\omega_g - \omega_r) L_m & R_r + L_r p & (\omega_s - \omega_r) L_r \\ -(\omega_s - \omega_r) L_m & L_m p & -(\omega_s - \omega_r) P L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^{e} \\ i_{ds}^{e} \\ i_{qr}^{e} \\ i_{dr}^{e} \end{bmatrix} \tag{2-66}$$

通过求得同步参考坐标系内的模型，可将 a-b-c 轴系内变量变换为 d-q-0 轴系内的直流分量，这些模型对于异步电动机矢量控制策略非常有用。

以上所有给出的模型均位于 d-q-o 坐标系内。而要获得 a-b-c 坐标系内的模型则可应用等式(2-31)中 Park 变换的方法。

在异步电动机的控制系统中，对于电磁转矩方程的应用最为重要，而对于所选定的任意参考坐标系均可通过下式(2-67)计算。

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) (\mathrm{N \cdot m}) \tag{2-67}$$

同理，通过磁通量表示的任意参考坐标系内电磁转矩方程如下所示：

$$T_e = \frac{3}{2}\left(\frac{P}{2}\right)(i_{qs}\lambda_{ds} - i_{ds}\lambda_{qs}) \tag{2-68}$$

2.6 异步电动机的空间矢量模型

交流电动机的空间矢量模型，可以通过“空间矢量”的概念推导得出。在交流电动机中，其转子绕组的数个线圈总是沿着外缘分布排列的。因此，磁动势的空间强度分布具有阶跃波特性，可以近似为等效正弦波。由于定子绕组 a 相内存在的直流电流，且磁动势及磁通量密度在空间内为近似正弦波分布，因此磁通量密度峰值沿各线圈轴向分布。在此我们将其作为参考轴向($\alpha=0$)。然而，如果定子 a 相的磁动势波形通过其等效电流矢量 $\bar{i}_{as}$ 表示，则其矢量强度为 I_{as}，方向则沿定子线圈轴线方向($\alpha=0$)。由于磁动势分布为近似正弦曲线，故该电流矢量在 α 角处的大小应为 $I_{as}\cos\alpha$。

在三相异步电动机中，典型的三相绕组间应为 120°分布。因此，如果以 a 相电流轴向作为参考坐标系 0°轴向，则 b、c 相电流空间矢量的角度应分别为 +120°和 +240°。

如果三相均通过直流电流，则该电流的空间矢量应分布如图 2-8 所示。定子电流矢量之和由式(2-69)得出。可知同样为一空间矢量，称为定子电流空间和矢量，如下式所示：

$$\bar{i}_s = I_{as}\angle 0 + I_{bs}\angle\frac{2\pi}{3} + I_{cs}\angle -\frac{2\pi}{3} = \{I_{as} + aI_{bs} + a^2 I_{cs}\} \tag{2-69}$$

即

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}};\cos\frac{2\pi}{3} = \mathrm{Re}[a];\cos\frac{4\pi}{3} = \mathrm{Re}[a^2] \tag{2-70}$$

该电流矢量可沿 d-q 轴系求解如下：

$$\bar{i}_s = \bar{i}_{ds} + j\,\bar{i}_{qs} \tag{2-71}$$

三相电动机每一相的电流空间矢量均具有固定方向，即与相应相绕组磁动势所产生的磁通密度轴向相同。每一相的电流空间矢量的大小即为对应该相的电流值，方向角度即为对应该相绕组轴线与参考坐标轴间的夹角。如果不采用直流，而是以交流供电提供定子三相绕组，则电流空间矢量强度则会随时间呈正弦曲线变化。因此，为了求得相应电流空间矢量，同样需要考虑电流随时间变化的因素。

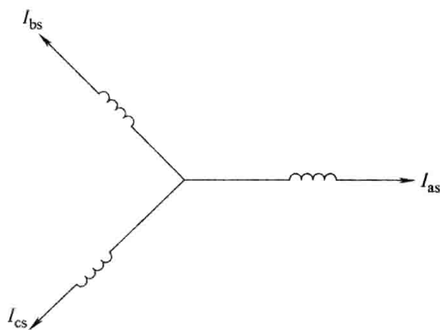


图 2-8　a、b、c 相内直流电流的空间矢量分布

假设

$$i_{as} = \sqrt{2}I_s\cos\omega_s t;i_{bs} = \sqrt{2}I_s\cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right);\text{且 } i_{cs} = \sqrt{2}I_s\cos\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \tag{2-72}$$

则相应电流空间矢量如下式

$$\bar{i}_s = i_{as}e^{j0} + i_{bs}e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} + i_{cs}e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} = \bar{i}_{sd} + j\,\bar{i}_{sq} \tag{2-73}$$

亦即

$$\bar{i}_s = \frac{3}{2}\sqrt{2}I_s e^{j\omega_s t} \tag{2-74}$$

这意味着定子电流空间矢量具有恒定的大小，即$\frac{3}{2}\sqrt{2}I_s$，而该矢量的方向则以恒定角速度 ω_s(rad/s)旋转。

电流、电压及磁通量的空间矢量，即为定子或转子的这些变量通过选定适当的参考坐标系后在对应空间内的矢量之和。

同理，复杂的转子电流矢量$\bar{i}_r$ 在 a-b-c 坐标系内，以 a 轴为参考坐标轴的方程式表示如下：

$$\bar{i}_r = \frac{2}{3}\{i_{ar} + a i_{br} + a^2 i_{cr}\} \tag{2-75}$$

通过同样的方法可知，正弦磁通量密度曲线也可通过空间矢量的方式表示。然而，我们通常更习惯于选择其在特定三相绕组时相应的磁通分布作为特征变量的方法。例如，定子绕组的磁通空间矢量$\overline{\lambda}_s$表示如下：

$$\overline{\lambda}_s = \frac{2}{3}(\lambda_{as} + \lambda_{bs} + \lambda_{cs}) \tag{2-76}$$

$$\overline{\lambda}_s = L_s \overline{i}_s + L_{sr} \overline{i}_r \tag{2-77}$$

式中，L_s为三相定子绕组的电感；L_{sr}为三相定子与转子绕组间的互感。某三相绕组的电感量在此处定义为某绕组对应三相感应磁通的电感量，即 $L_s = \lambda_{as}/i_{as}$，其中 λ_{as}为 a 相绕组感应磁通在 a、b、c 相上的投影，表示如下：

$$\lambda_{as} = (L_s i_{as} + L_{ab} i_{bs} + L_{ac} i_{cs}) \tag{2-78}$$

式中，$L_{ab} = L_{ac}$。L_{ab}、L_{ac}为定子绕组间的互感。由旋转的定子磁通矢量 $\overline{\lambda}_s$ 引出定子绕组内的电压矢量。

$$\overline{v}_s = \frac{d\overline{\lambda}_s}{dt} \tag{2-79}$$

它与定子各相绕组电压关系式表达如下：

$$\overline{v}_s = \frac{2}{3}(v_{as} + a v_{bs} + a^2 v_{cs}) \tag{2-80}$$

同理，转子电压空间矢量 $\overline{v}_r$ 如下式：

$$\overline{v}_r = \frac{2}{3}(v_{ar} + a v_{br} + a^2 v_{cr}) \tag{2-81}$$

因此，三相定子电压在等效 d-q-0 静止坐标系内的表示如下：

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \tag{2-82}$$

同样，对于平衡态系统有

$$v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0 \tag{2-83}$$

所得电压空间矢量和$\overline{v}_s$可在直角坐标系内表示为$\overline{v}_s = V_s\cos\theta + jV_s\sin\theta$，其中 V_s为电压矢量的大小，θ 为对应参考坐标轴的方向夹角。假如以 d 轴为参考系，则有

$$\overline{v}_s = v_{ds} + jv_{qs} \tag{2-84}$$

电压、电流及磁通量的空间矢量至此均由其所对应参考坐标系矢量和来表示。为恰当表示某交流电动机在空间矢量内的模型，以上各变量均应选取一般参考坐标系表示。例如，当定子坐标系与转子坐标系重合时，有转子电流空间矢量$\overline{i}_r$与定子坐标系内相同。然而，当转子参考系相对定子固定参考系旋转角度 θ_r时，转子电流空间矢量$\overline{i}_r$在定子参考系内则表示为

$$i_r^s = (i_{dr}^r + j i_{qr}^r)(\cos\theta_r + j\sin\theta_r) \tag{2-85}$$

即

$$i_r^s = (i_{dr}^s + j i_{qr}^s) = i_{dr}^r \cos\theta_r - i_{qr}^r \sin\theta_r + j(i_{dr}^r \sin\theta_r + i_{qr}^r \cos\theta_r) \tag{2-86}$$

亦即

$$\begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^r \\ i_{qr}^r \end{bmatrix} \tag{2-87}$$

则

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

如果以上所有变量均转化为一般参考坐标系内且以角速度 ω_g 旋转，则各定子变量相对于一般参考坐标系表示为

$$\overline{\lambda}_s^s = \overline{\lambda}_s^g e^{j\theta_g}, \overline{i}_s^s = \overline{i}_s^g e^{j\theta_g} \tag{2-88}$$

对于各转子变量在一般参考坐标系内表示为

$$\overline{\lambda}_r^r = \overline{\lambda}_r^g e^{j(\theta_g - \theta_r)} \tag{2-89}$$

因此，在一般参考坐标系内电压方程可以用空间矢量方式表示为

$$\overline{v}_s = r_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\lambda}_s}{dt} + j\omega_g \overline{\lambda}_s \tag{2-90}$$

$$\overline{v}_r = r_r \overline{i}_r + \frac{d\overline{\lambda}_r}{dt} + j(\omega_g - \omega_r)\overline{\lambda}_r \tag{2-91}$$

此处

$$\overline{\lambda}_s = I_s \overline{i}_s + I_{sr} \overline{i}_r \text{ 且 } \overline{\lambda}_r = I_r \overline{i}_r + I_{sr} \overline{i}_s \tag{2-92}$$

现在如果以 d-q 轴系取代 a-b-c 参考坐标系，则有

$$\begin{cases} \overline{v}_s = v_{ds} + jv_{qs}; \overline{i}_s = i_{ds} + j_{qs}; \overline{\lambda}_s = \lambda_{ds} + j\lambda_{qs} \\ \overline{v}_r = v_{dr} + jv_{qr}; \overline{i}_r = i_{dr} + j_{qr}; \overline{\lambda}_r = \lambda_{dr} + j\lambda_{qr} \end{cases} \tag{2-93}$$

在 d-q-0 参考坐标系内可知相应方程式如下：

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s \cdot i_{ds} + \dfrac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_g \cdot \lambda_{qs} \\ v_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \dfrac{d\lambda_{qs}}{dt} - \omega_g \cdot \lambda_{ds} \end{cases} \tag{2-94}$$

$$v_{dr} = r_r \cdot i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_g - \omega_r) \cdot \lambda_{qr} = 0 \tag{2-95}$$

$$v_{qr} = r_r \cdot i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \cdot \lambda_{dr} = 0 \tag{2-96}$$

以及

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_d i_{qs} - \lambda_q i_{ds}) = \frac{3}{2}\frac{P}{2}L_m(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \tag{2-97}$$

采用 Park 变换可得 a-b-c 参考坐标系内的等式方程。

对于非平衡态系统，则还需要知道 V_{0s}及 V_{0r}的值。异步电动机 d-q-0 模型仅包含实数变量(非复杂矢量)。由于采用了相同的参考坐标系，复杂变量或空间矢量模型以及 d-q-0 模型是等效的。

【例 2.1】

分别在同步参考坐标系和转子参考坐标系内求解某异步电动机的动态模型。

电动机参数如下：

5hp[⊖]，200V，三相，50Hz，4 极，星形联结 1400r/min

$R_s = 0.277\Omega$，$R_r = 0.183\Omega$，$L_m = 0.0538\text{H}$，$L_s = 0.0553\text{H}$，$L_r = 0.056\text{H}$

有效定子对转子匝数比 $a = 3$。

解： 所施电压为

$$v_{as} = \frac{200}{\sqrt{3}} \times \sqrt{2}\sin\omega t = 163.3\sin\omega t = v_m \sin\omega t$$

式中，$\omega = \omega_s = 2\pi f_s$

$$v_{bs} = 163.3\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{cs} = 163.3\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

将 $\theta_c = \theta_s = \omega_s t$ 代入，可由 a-b-c 参考系转换为 d-q-0 参考系内。

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta_s & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \tag{2-98}$$

代入 $\theta_c = \theta_s = \omega_s t$

$$v_{qs}^e = 0\text{V}; \quad v_{ds}^e = 163.3\text{V}; \quad v_0 = \frac{1}{2}(v_{as} + v_{bs} + v_{cs}) = 0$$

由于同步参考坐标系内的定子电压为直流，故变换后仍为直流。因此，在同步参考坐标系内的电动机模型为

⊖ 1hp(英马力) = 745.7W。——编辑注

$$\begin{bmatrix} 0 \\ v_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \omega_s L_S & 0 & \omega_s L_m \\ -\omega_s L_S & R_s & -\omega_s L_m & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega_r) L_m & R_r & (\omega_s - \omega_r) L_r \\ -(\omega_s - \omega_r) L_m & 0 & -(\omega_s - \omega_r) L_m & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \tag{2-99}$$

代入电感值及转速 $\omega_r = 1400\text{r/min}$，可得到同步参考系中的电流方程如下：

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} = [V][Z]^{-1} = \begin{bmatrix} -11.13\text{A} \\ 17.22\text{A} \\ -2.04\text{A} \\ -17.52\text{A} \end{bmatrix}$$

由此可求得电磁转矩 $T_e(\text{N}\cdot\text{m})$的大小为

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}L_m(i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) = 26.9$$

实际电动机电流可通过 Park 变换的逆变换求得

$$i_{abc} = [T_{abc}]^{-1} i_{qd0}$$

$$i_{as} = 17.1\sin(\omega_s t - 0.57)$$

$$i_{bs} = 17.1\sin(\omega_s t - 2.67)$$

$$i_{cs} = 17.1\sin(\omega_s t + 1.52)$$

由以上结果可知，系统三相电流平衡。

（b）转子参考坐标系模型

$$\theta_s = (\omega_s - \omega_r)t = \omega_{sl} t = 2\pi(6.66t)$$

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta_s & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}$$

或者

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} v_m \sin(\omega_s - \omega_r)t \\ v_m \cos(\omega_s - \omega_r)t \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 - jv_m \\ v_m + j0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

由于转子参考坐标系中定子电压表现为差频特性，即 $p = j\omega_{sl}$

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{r} \\ v_{ds}^{r} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_r L_S & L_m p & \omega_r L_m \\ -\omega_r L_S & R_s + L_s p & -\omega_r L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_r + L_r p & 0 \\ 0 & L_m p & 0 & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^{r} \\ i_{ds}^{r} \\ i_{qr}^{r} \\ i_{dr}^{r} \end{bmatrix}$$

代入以上求得的电压值及其他系统参数，可得电流方程如下

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^{r} \\ i_{ds}^{r} \\ i_{qr}^{r} \\ i_{dr}^{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 17.1\sin(\omega_{sl} t - 0.58) \\ 17.1\cos(\omega_{sl} t - 0.58) \\ 14.7\sin(\omega_{sl} t - 3.04) \\ 14.7\cos(\omega_{sl} t - 3.04) \end{bmatrix}$$

实际相电流可由 Park 变换的逆变换求得

$$i_{abc} = [T_{abc}^{r}]^{-1} i_{qd0}$$

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \dfrac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \dfrac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s + \dfrac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s + \dfrac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^{r} \\ i_{ds}^{r} \\ 0 \end{bmatrix}$$

2.7 异步电动机的速度控制

为了获得高性能的异步电动机传动系统以及快速动态响应特性，开发相应的控制策略尤为重要。对分励式直流电动机而言，通过保证恒定的磁通量实现快速的动态响应，并通过控制电枢电流来实现转矩控制。为了实现异步电动机磁通及转矩的独立控制，定子(或转子)磁通矢量大小及其相对电流矢量的相位方向均应保持恒定。在此章节中之前的讨论中，异步电动机具有三个明显的磁通变量：气隙磁通量 λ_m、定子磁通 λ_s以及转子磁通 λ_r，它们与电流的关系式如下式(2-100)所示。

$$\bar{\lambda}_m = L_m \cdot (\bar{i}_s + \bar{i}_r);\bar{\lambda}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \text{ 且 } \bar{\lambda}_r = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s \tag{2-100}$$

针对基于以上任意磁通的空间矢量，将参考坐标系 d 轴叠加到其所对应磁通矢量轴向上，进而实现矢量控制。上述策略将在第 3 章中做出具体解释。

2.8 状态空间模型

异步电动机的状态空间模型对于系统瞬态的计算机仿真研究是至关重要的。通常，采用旋转参考坐标系，所选的变量为电流或者磁通量，亦或二者皆有。如果选择磁通量为主要变量分析，旋转坐标系中的状态空间方程如下(2-101)所示。如果

将等式(2-90)作为 d-q 轴系上的参考电压，则有

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s \cdot i_{ds} + \dfrac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_g \cdot \lambda_{qs} \\ v_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \dfrac{d\lambda_{qs}}{dt} - \omega_g \cdot \lambda_{ds} \end{cases} \tag{2-101}$$

$$\begin{cases} v_{dr} = r_r \cdot i_{dr} + \dfrac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_g - \omega_r) \cdot \lambda_{qr} = 0 \\ v_{qr} = r_r \cdot i_{qr} + \dfrac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \cdot \lambda_{dr} = 0 \end{cases} \tag{2-102}$$

用电流表示的磁通量表达式如下：

$$\begin{cases} \lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\ \lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\ \lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\ \lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \end{cases} \tag{2-103}$$

上式(2-103)可按状态空间方程重置为

$$[X] = [A][X] + [B][U] \tag{2-104}$$

式中，$[X]$为状态矢量。以磁通量为状态量，则有

$$[X] = [\lambda_{ds} \quad \lambda_{qs} \quad \lambda_{dr} \quad \lambda_{qr}]^T \tag{2-105}$$

$[U]$为输入矢量，如下式

$$[U] = [v_{ds} \quad v_{qs} \quad v_{dr} \quad v_{qr}]^T \tag{2-106}$$

$[A]$和$[B]$是已知变量的系数矩阵。将式(2-101)和式(2-102)代入状态空间中，如式(2-104)所示，得到以下方程：

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{ds} \\ \dot{\lambda}_{qs} \\ \dot{\lambda}_{dr} \\ \dot{\lambda}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_g & 0 & 0 \\ \omega_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_g - \omega_r \\ 0 & 0 & -(\omega_g - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_s i_{ds} \\ r_s i_{qs} \\ r_r i_{dr} \\ r_r i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} \tag{2-107}$$

在式(2-107)中，用式(2-103)中求得的磁通量和电感量替换，求得未知电流如下：

$$\begin{cases} i_{qs} = (L_r \lambda_{qs} - L_m \lambda_{qr}) / (L_r L_s - L_m^2) \\ i_{qr} = (L_m \lambda_{qs} - L_s \lambda_{qr}) / (L_m^2 - L_r L_s) \\ i_{ds} = (L_r \lambda_{ds} - L_m \lambda_{dr}) / (L_r L_s - L_m^2) \\ i_{dr} = (L_m \lambda_{ds} - L_s \lambda_{dr}) / (L_m^2 - L_r L_s) \end{cases} \tag{2-108}$$

如果

$$L_0 = L_m^2 - L_r L_s$$

代入电流值重置方程如下

$$\begin{bmatrix}\dot{\lambda}_{ds}\\ \dot{\lambda}_{qs}\\ \dot{\lambda}_{dr}\\ \dot{\lambda}_{qr}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-r_sL_r/L_0 & \omega_g & r_sL_m/L_0 & 0\\ \omega_g & r_sL_m/L_0 & 0 & -r_sL_s/L_0\\ r_rL_m/L_0 & 0 & -r_rL_s/L_0 & \omega_g-\omega_r\\ 0 & r_rL_m/L_0 & -(\omega_g-\omega_r) & -r_rL_s/L_0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\lambda_{ds}\\ \lambda_{qs}\\ \lambda_{dr}\\ \lambda_{qr}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}v_{ds}\\ v_{qs}\\ 0\\ 0\end{bmatrix} \tag{2-109}$$

该方程给出了异步电动机的状态空间表达式。状态变量形式的输出方程如下：

$$[Y]=[C][X]+[D[U]]$$

式中，$[Y]$为系统输出。转矩 T_e 由下式给出：

$$T_e=\frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_{ds}i_{qs}-\lambda_{qs}i_{ds})=\frac{3}{2}\frac{P}{2}L_m(i_{qs}i_{dr}-i_{ds}i_{qr}) \tag{2-110}$$

此时如果选择电流代替磁通量作为状态变量，则状态电压方程可写为如下形式：

$$\begin{bmatrix}v_{qs}\\ v_{ds}\\ v_{qr}\\ v_{dr}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}r_s+L_sp & \omega_sL_S & L_mp & \omega_sL_m\\ -\omega_sL_S & r_s+L_sp & -\omega_sL_m & L_mp\\ L_mp & (\omega_s-\omega_r)L_m & r_r+L_rp & (\omega_s-\omega_r)L_r\\ -(\omega_s-\omega_r)L_m & L_mp & -(\omega_s-\omega_r)L_r & r_r+L_rp\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{qs}\\ i_{ds}\\ i_{qr}\\ i_{dr}\end{bmatrix} \tag{2-111}$$

其中

$$[U]=[v_{ds}\quad v_{qds}\quad v_{dr}\quad v_{qr}]^T$$

$$[X]=[i_{ds}\quad i_{qs}\quad i_{dr}\quad i_{qr}]^T$$

以状态变量形式重置方程式(2-111)，即

$$\begin{bmatrix}v_{qs}\\ v_{ds}\\ v_{qr}\\ v_{dr}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}r_s & \omega_sL_S & 0 & \omega_sL_m\\ -\omega_sL_S & r_s & -\omega_sL_m & 0\\ 0 & (\omega_s-\omega_r)L_m & r_r & (\omega_s-\omega_r)L_r\\ -(\omega_s-\omega_r)L_m & 0 & -(\omega_s-\omega_r)L_r & r_r\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}i_{qs}\\ i_{ds}\\ i_{qr}\\ i_{dr}\end{bmatrix} \tag{2-112}$$

如果

$$\begin{bmatrix}L_s & 0 & L_m & 0\\ 0 & L_s & 0 & L_m\\ L_m & 0 & L_r & 0\\ 0 & L_m & 0 & L_r\end{bmatrix}=[L] \tag{2-113}$$

则有

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qr} \\ \dot{i}_{dr} \end{bmatrix} = [L]^{-1} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} -$$

$$[L]^{-1} \begin{bmatrix} r_s & \omega_s L_S & 0 & \omega_s L_m \\ -\omega_s L_S & r_s & -\omega_s L_m & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega_r) L_m & r_r & (\omega_s - \omega_r) L_r \\ -(\omega_s - \omega_r) L_m & 0 & -(\omega_s - \omega_r) L_r & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2\text{-}114)$$

2.9 同步电动机的建模

同步电动机定子绕组形式与感应式(异步)电动机完全相同，转子内的直流电流通过旋转在气隙中产生磁通量。转子结构分为两种，一种凸极式具有不均匀气隙间隔；另一种非凸极式与其相反，具有均匀气隙间隔。

非凸极式转子绕组位于其边缘导槽内，如上图 2-9 所示。通常高速电动机采用非凸极式转子而低速电动机则多采用凸极式转子，直流电流通过集电环和电刷供应转子绕组。由于同步电动机的三相定子绕组与异步电动机相同，故当三相均衡电流供电时定子产生相同的旋转磁场。感应磁动势转速由下式给出：

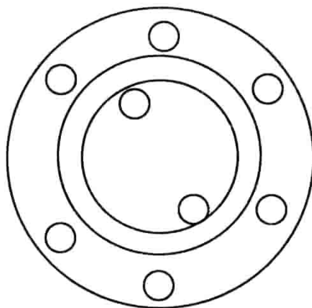


图 2-9　非凸极式转子同步电动机

$$\omega_s = 2\pi f \text{ rad/s}$$

式中，f 为定子供电频率。

由于转子通直流电，故其所生感应磁场是固定的。因而为了产生电磁转矩，需两磁场以相同速度旋转。因此所谓同步电动机总是运行在与定子旋转磁场相同的转速下，即

$$\omega_r = \omega_s = 2\pi n_s p$$

式中，n_s 为转子速度(r/s)。

由于转子上并无定子诱发电感，因此转子磁动势仅由其绕组磁场提供。由于上述特性，同步电动机的功率因数可为超前、滞后或同步的变量。

2.9.1　非凸极式同步电动机中转矩的产生

同步电动机内的转矩产生的原理与异步电动机类似。由于电动机具有正弦特性磁动势以及恒定气隙间隔，故所生成的电磁转矩亦恒定。此时电动机稳态转矩可由

其等效电路(见图 2-10)表示。励磁绕组内电流 I_f在气隙内产生磁通量 λ_f。同时定子绕组内电流 I_s产生磁通量 λ_a。λ_a由两部分组成，即仅与定子绕组相关的漏磁通量 λ_{al}以及仅与励磁绕组相关的电枢感应通量 λ_{ar}。

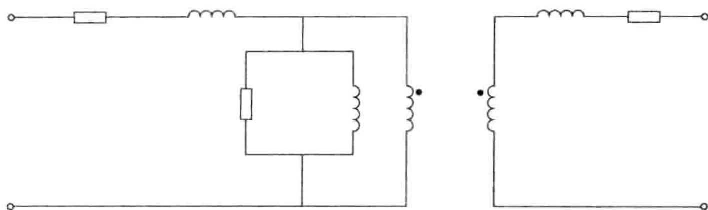


图 2-10　非凸极式电动机的等效电路

因此，气隙间的复合磁通 λ_r应为以上两磁通量之和。λ_f和 λ_{ar}均在气隙间旋转进而引起定子绕组内的相应感应电动势 E_f和 E_{ar}。其中，E_{ar}由电枢感应通量 λ_{ar}决定，并与 i_s同步且相位落后 90°。因此，该电动势 E_{ar}可以看做是通过电抗 X_{ar}后的系统压降。如果由于 λ_{al}导致的漏抗 X_{al}之和记为 X_s，则将 X_s称为该电动机的同步感抗。非凸极式同步电动机每相等效电路及矢量图形如图 2-9 所示。其中，R_s为定子绕组的每相电阻值，V_s为施加在每相上的相电压。V_s与 E_f间的夹角 δ 称为功率或转矩角。由电动机产生的稳态转矩可由其等效电路推导如下式(2-115)所示。

以 V_s为参照系有

$$i_s = \frac{V_s \angle 0 - E_f \angle \delta}{Z_s \angle \theta_s} = \frac{V_s \angle -\theta_s}{Z_s} - \frac{E_f \angle -\theta_s + \delta}{Z_s} \tag{2-115}$$

每相复数功率为

$$S = V_s i_s^*$$

电动机输入实际三相功率

$$P_i = 3 V_s i_s \cos\phi$$

如果忽略定子绕组阻值

$$Z_s = X_s < \frac{\pi}{2}$$

且

$$P_i = \frac{3 V_s E_f}{X_s} \sin\delta \tag{2-116}$$

则电动机转矩 T_e如下式(2-117)所示

$$T_e = \frac{P_i}{\omega_s} = \frac{3}{\omega_s} \frac{V_s E_f}{X_s} \sin\delta \tag{2-117}$$

$$= T_{max} \sin\delta \tag{2-118}$$

上式中

$$T_{max} = \frac{3}{\omega_s} \frac{V_s E_f}{X_s} \tag{2-119}$$

且

$$\omega_s = \frac{2\pi n_s}{60}$$

式中，n_s为电动机同步速度，单位为 r/min。

由以上功率及转矩方程式即可知它们均随角度 δ 成正弦曲线变化。最大转矩 T_{max}也被称为脱开转矩，即如果该电动机负载端转矩大于该转矩则会使电动机停转。

2.9.2　凸极式同步电动机

典型同步电动机转子一般为凸极形式，因此具有不均匀的气隙间隔。磁阻在磁极上较低而在磁极间则较高。电枢电流产生的磁通沿极轴（即 d 轴）附近较大，而沿极间轴线（即 q 轴）附近则较小。d、q 轴上的磁通分量可分别由两轴上的电枢电抗 X_{ad}及 X_{aq}计算。如果还考虑到由漏磁引起的电枢漏抗，则 d、q 轴上的同步感抗表示如下式所示：

$$X_d = X_{ad} + X_{al} \qquad \text{d 轴同步感抗}$$

$$X_q = X_{aq} + X_{al} \qquad \text{q 轴同步感抗}$$

此处，$X_d > X_q$。

凸极式电动机矢量图形如图 2-11 所示，此处同样忽略定子电阻。由于励磁电流/磁通矢量方向与 d 轴重合，故由励磁电流产生的电动势 E_f方向与 q 轴一致。电枢电流 I_s分别投影在 d 轴和 q 轴上得到分量 I_d及 I_q，则所施加电压 V_s可由下式(2-120)表示。

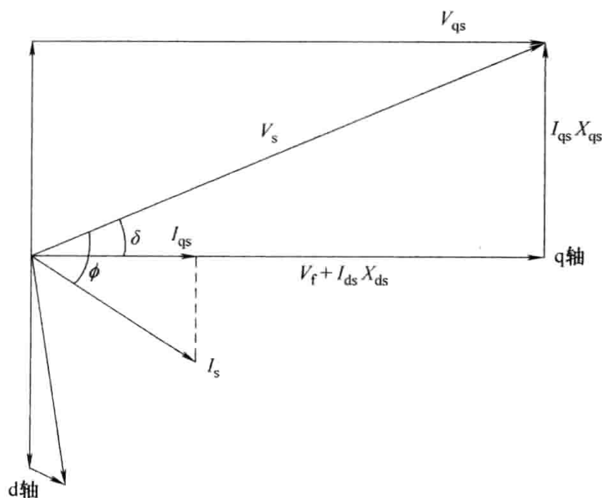


图 2-11　凸极式电动机的矢量图

$$V_s = E_f + I_d jX_d + I_q jX_q \qquad (2\text{-}120)$$

由矢量图可知

$$I_s\cos\Phi = I_q\cos\delta - I_d\sin\delta \tag{2-121}$$

输入功率 P_i 如下

$$P_i = 3V_s(I_q\cos\delta - I_d\sin\delta) \tag{2-122}$$

由以上矢量图可知 I_d 及 I_q 值如下：

$$I_d = \frac{V_s\cos\delta - E_f}{X_d} \tag{2-123}$$

$$I_q = \frac{V_s\sin\delta}{X_q} \tag{2-124}$$

代入以上值可得

$$P_i = 3\frac{E_f V_s}{X_d}\sin\delta + 3V_s^2\frac{(X_d - X_q)}{2X_d X_q}\sin2\delta \tag{2-125}$$

又由于转矩 $T_e = P_i/\omega_s$，$\omega_s = 2\pi n_s/60$，则有

$$T_e = 3\left(\frac{P}{2\omega_e}\right)\left\{\frac{E_f V_s}{X_d}\sin\delta + 3V_s^2\frac{(X_d - X_q)}{2X_d X_q}\sin2\delta\right\} \tag{2-126}$$

2.10 同步电动机的动态模型

凸极式同步电动机定子上有三组绕组，转子上有一组励磁绕组及两组阻尼绕组，其阻尼绕组位于转子表面开槽内，形式为短接的笼型绕组。以上所有六组绕组均以其阻抗、自感及互感特性（除了两组阻尼绕组不具备互感之外）分类。由于气隙间隔并不均匀，故除了励磁和阻尼绕组的自感量之外，电感值会随转子旋转而发生改变。极表面形状设计为获得尽可能近似正弦曲线的感抗变化。假设某一时刻，定子绕组 a 相轴与转子轴线间电气夹角为 α，则可知以上所有与此角度相关的电感量与该角度 α 之间的函数关系式。

自感 L_{aa}、L_{bb}、L_{cc} 随 α 角呈周期性变化，关系如下式(2-127)所示。

$$L_{aa} = L_1 + L_2\cos2\alpha \tag{2-127}$$

$$L_{bb} = L_1 + L_2\cos2\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2-128}$$

$$L_{cc} = L_1 + L_2\cos2\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2-129}$$

互感则有如下关系：

$$L_{ij} = L_{ji}$$

同时，某一定子绕组内的正向电流 i 会在其他两相绕组内产生负向磁通分量，且由该二倍频分量引起的互感量幅值与相应绕组自感分量相同。因此，该互感分量

可由以下方程表示。

$$L_{ab} = -L_3 - L_2\cos 2\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \tag{2-130}$$

$$L_{bc} = -L_3 - L_2\cos 2\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right) \tag{2-131}$$

$$L_{ac} = -L_3 - L_2\cos 2\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \tag{2-132}$$

转子的自感量恒定并以 L_{ff} 表示，而转子和定子绕组间的互感量则在正向最大和负向最大值间变化。

其方程如下所示：

$$L_{af} = L_4\cos\alpha \tag{2-133}$$

$$L_{bf} = L_4\cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2-134}$$

$$L_{cf} = L_4\cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \tag{2-135}$$

同理，定子绕组和阻尼绕组间的互感量表达式如下式(2-136)所示(假设阻尼绕组轴线为转子 d，q 参考轴线)。

$$\left.\begin{aligned} L_{aD} &= L_5\cos\alpha & L_{aQ} &= L_6\sin\alpha \\ L_{bD} &= L_5\cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{bQ} &= L_6\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{cD} &= L_5\cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{cQ} &= L_6\sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}\right\} \tag{2-136}$$

阻尼绕组间无互感，其自感量表达式如下：

$$L_{DD} = L_7 \text{ 以及 } L_{QQ} = L_8 \tag{2-137}$$

电感量的矩阵表达式如下：

$$[L] = \begin{bmatrix} & a & b & c & f & D & Q \\ a & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} & L_{aD} & L_{aQ} \\ b & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} & L_{bD} & L_{bQ} \\ c & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cf} & L_{cD} & L_{cQ} \\ f & L_{af} & L_{bf} & L_{cf} & L_{ff} & L_{fD} & 0 \\ D & L_{aD} & L_{bD} & L_{cD} & L_{fD} & L_{DD} & 0 \\ Q & L_{aQ} & L_{bQ} & L_{cQ} & 0 & 0 & L_{QQ} \end{bmatrix} \tag{2-138}$$

定子和转子电压-电流关系式在其各自参考坐标系内的矩阵方程如下：

$$[V] = [R][I] + \frac{d\lambda}{dt} \tag{2-139}$$

在定子参考坐标系内有

$$[V]=[V_a \quad V_b \quad V_c]^T$$

$$[I]=[I_a \quad I_b \quad I_c]^T$$

$$[r]=\mathrm{diag}[R_s \quad R_s \quad R_s]$$

式中，$R_a=R_b=R_c=R_s$。定子参考坐标系内的磁通量 λ 可用矩阵表示如下：

$$\begin{bmatrix}\lambda_a\\ \lambda_b\\ \lambda_c\\ \lambda_f\\ \lambda_D\\ \lambda_Q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} & a & b & c & f & D & Q\\ a & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} & L_{ad} & L_{aq}\\ b & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} & L_{bd} & L_{bq}\\ c & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cf} & L_{cd} & L_{cq}\\ f & L_{af} & L_{bf} & L_{cf} & L_{ff} & L_{fd} & 0\\ D & L_{ad} & L_{bd} & L_{cd} & L_{fd} & L_{dd} & 0\\ Q & L_{aq} & L_{bq} & L_{cq} & 0 & 0 & L_{qq}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\\ i_f\\ i_D\\ i_Q\end{bmatrix} \tag{2-140}$$

与分析异步电动机模型时采用 Park 变换的方法相同，可得同步电动机在 d-q-0 参考系内的矢量模型。如果包含阻尼绕组，则可将其归类为 d-q 轴系上的笼型绕组。而励磁绕组则只存在于 d 轴上。

$$\begin{bmatrix}\lambda_{abc}\\ \lambda_{fDQ}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_S & L_{SR}\\ L_{SR}^T & L_R\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{abc}\\ i_{fDQ}\end{bmatrix} \tag{2-141}$$

或

$$\begin{bmatrix}\lambda_0\\ \lambda_d\\ \lambda_q\\ \lambda_f\\ \lambda_D\\ \lambda_Q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & L_d & 0 & kM_f & kM_D & 0\\ 0 & 0 & L_q & 0 & 0 & kM_Q\\ 0 & kM_f & 0 & L_f & L_{fD} & 0\\ 0 & kM_D & 0 & L_{fD} & L_D & 0\\ 0 & 0 & kM_Q & 0 & 0 & L_Q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_0\\ i_d\\ i_q\\ i_f\\ i_D\\ i_Q\end{bmatrix} \tag{2-142}$$

式中，对 L_S、L_{SR}及 L_R矩阵均进行 Park 变换。

2.11 同步电动机的空间矢量模型

与异步电动机分析的步骤相同，凸极式同步电动机空间矢量模型亦可通过以下分析得出。定子电流空间矢量 $\bar{i}_s$ 在定子参考系内表示如下：

$$\bar{i}_s^s=\frac{2}{3}\{i_{as}+ai_{bs}+a^2i_{cs}\} \tag{2-143}$$

同理，定子磁通矢量在定子参考坐标系内的表示如下：

$$\bar{\lambda}_s^s=\frac{2}{3}\{\lambda_a+a\lambda_b+a^2\lambda_c\} \tag{2-144}$$

式中，λ_a为由其他相绕组电流引发的 a 相绕组磁通量。

$$\lambda_a = L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + L_{af}i_f + L_{adr}i_{dr} + L_{aqr}i_{qr} \tag{2-145}$$

定子参考坐标系内的定子电压方程式如下：

$$\overline{V}_s^s = R_s\overline{i}_s^s + \frac{d\overline{\lambda}_s^s}{dt} \tag{2-146}$$

定子方程(忽略阻尼绕组作用)在 d－q 参考系内可由与异步电动机同样方法求得。

$$V_d = R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_r\lambda_q \tag{2-147}$$

$$V_q = R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_r\lambda_d \tag{2-148}$$

然而，由于 d 轴上励磁绕组的存在，因此磁通量与感应式电动机计算方法不同：

$$\lambda_q = L_q i_q, \lambda_d = L_d i_d + L_4 i_r \tag{2-149}$$

以及

$$V_f = R_f I_f + \frac{d\lambda_f}{dt} \tag{2-150}$$

$$\lambda_f = L_{ff}I_f - \frac{3}{2}L_4 i_d \tag{2-151}$$

参 考 文 献

[1] Krause, P.C.: Analysis of Electrical Machinery. McGraw Hill Book Company, New York (1986)
[2] Krishnan, R.: Electric Motor Drives, Modeling Analysis and Control. Prentice Hall, Englewood Cliffs (2001)
[3] Boldea, I., Nasar, S.A.: Electric Drive. CRC Press, Boca Raton (1999)
[4] Bose, B.K.: Modern Power Electronics and AC Drives. Pearson Education Inc., London (2002)
[5] Vithyathil, J.: Power Electronics. McGraw Hill Inc., New York (1995)
[6] Vas, P.: Sensorless Vector Control and Direct Torque Control. Oxford University Press, Oxford (1998)
[7] Ong, C.M.: Dynamic Simulation of Electric Machinery. Prentice Hall, New Jersey (1998)
[8] Sen Gupta, D.P., Lynn, J.W.: Electric Machine Dynamics. Macmillan Press, London (1980)
[9] Trzynadlowski, A.M.: Control of Induction Motors. Elsevier, Amsterdam (2001)
[10] Slemon, G.R.: Electrical Machines for variable Frequency Drives. Proceedings of IEEE 82, 1123–1129 (1994)
[11] Sen, P.C.: Principles of electric machines and power electronics. John Wiley & Sons, Chichester (1997)
[12] Leonhard, W.: Control of Electric Drives. Springer, Berlin (1985)

第3章　异步电动机传动系统的矢量控制

3.1　异步电动机的速度控制

在并不需要高精度速度控制的应用中，通常采用基于稳态等效电路分析的简单方式对系统进行控制。由于异步电动机转速(r/min)公式如下式(3-1)所示。

$$N = \frac{60f}{P}(1-s) \tag{3-1}$$

式中，f 为供电频率；P 为极对数；s 为速降。

因此，可以通过改变供电频率、电动机极数以及转差的方法改变其转速。

通常电动机的极对数是固定不可变化的，早期曾出现少数可变极对数绕组的电动机用于调速，但是这类电动机现在已不再应用。通过引入半导体元器件进行静态频率转换，当前大多数调速系统采取逆变器供电传动方式。此处亦仅简要介绍采用逆变器供电方式的传动系统。

3.1.1　压频控制方式

由式(3-1)可知，可以通过改变供电系统频率 f 的方法调节感应式电动机的转速。在早期大功率半导体器件还未出现时，要实现供电频率可调是很困难的。然而，现在可以通过脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation，简称 PWM)型逆变器的优越输出特性轻松实现变频调速。因此，在没有高准确度速度控制要求时，开环电压-频率控制成为工业领域中应用较为广泛的一种调速方式。在频率调节的同时需要保证输入电压按同样比例调节控制，因为这样才能使定子磁通 $\lambda_s = \frac{V_s}{\omega_s}$(忽略电阻压降)保持恒定。否则，如果仅改变频率，则磁通量会产生变化。当频率提高时，磁通量将减小，进而使电动机产生的转矩减小。

当频率降低时，磁通量将增大进而引起磁路饱和。PWM 型逆变器可以对电压及频率进行独立调节，其控制策略如图 3-1 所示。电动机由三相电源通过二极管整流滤波并逆变后供电，这类系统由于不具备反馈环节，所以只能应用在对速度控制精度要求不高的低性能调速场合。系统根据所需调节速度向逆变器发出频率控制指令，该指令经增益系数放大后直接生成相应的相电压调节指令，这样便实现了对直流电动机逆变器输入的控制。

由于频率调节只能控制电动机的同步转速，因而不能实现电动机转速的准确控制。在电动机带负载时，其实际转速与同步转速间会有微小误差，当转速较高时则

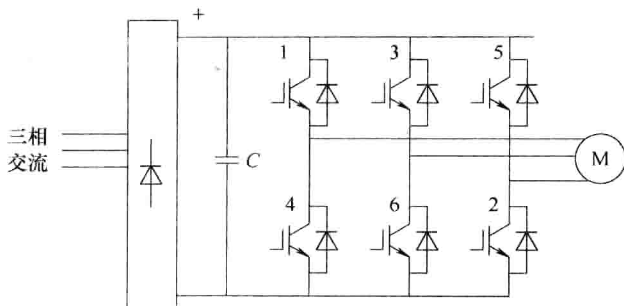


图 3-1 采用电压源型逆变器的感应式电动机

偏差量较小。但是当系统工作在低速时，由于频率减小且电压降低，此时考虑到相对较大的定子电阻压降影响，系统表现将大打折扣。对于低速运行的系统，电压及频率关系式如下式所示。

即

$$v = v_0 + kf \tag{3-2}$$

式中，v_0为定子电阻引起的电压降。

为了实现比开环控制更好的系统表现，可在异步电动机的传动控制系统内加入一个外速度控制环节，这样系统通过控制速降实现了闭环调节。带有速降补偿的速度控制策略如图 3-2 所示。电动机转速 ω_r通过编码器测得，将该值与速度调节指令值 ω_r^* 比较得到速度环偏差值，利用该值通过一个 PI 调节器并限幅后生成速降补偿值 ω_{sl}^*。速降补偿值与实际速度测量值叠加后生成新的频率控制指令 ω_e^*，通过该指令进而产生逆变器的电压控制信号。

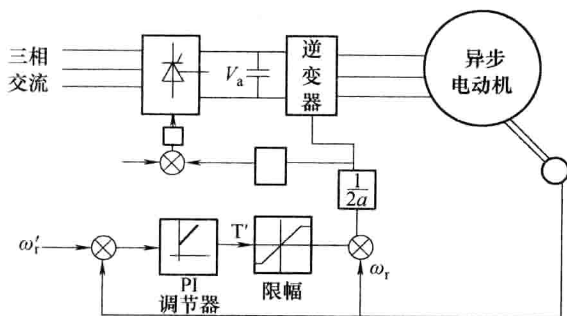


图 3-2 带速降补偿的速度调节器

在闭环运行中，速降及参考速度限幅值通过外部可调。然而，由于系统没有闭环转矩调节，线电压的变化将会引起磁通量的偏移，这样将可能导致所需转矩输出值的变化。

3.1.2 磁通及转矩控制方式

电压-频率控制方式的不足主要源于磁通量偏移，通过磁通控制可以将偏移对系统造成的影响最小化。磁通量及转矩的闭环控制意味着在控制系统中外加两个闭环回路。磁通及转矩的反馈信号并非通过直接测量获取，而是由系统终端电压及电流值估算得出的，该系统控制策略如图 3-3 所示，其中磁通矢量可由第 2 章中介绍

的电压方程式推导估算。如图 3-3 所示的控制系统具有三个闭环控制环节，在速度环内增加转矩控制环节提高了该控制环节的响应速度。另外，由磁通控制环来控制逆变器输出电压。通过实现转子磁通量保持恒定，当速度增加时，电压成比例提高直至方波输出上限即系统进入弱磁运行。然而，如果系统弱磁需要在 PWM 方式下运行时，则必须减小磁通量指令值，相反则需要增大速度指令。磁通控制环通常滞后于转矩控制环。

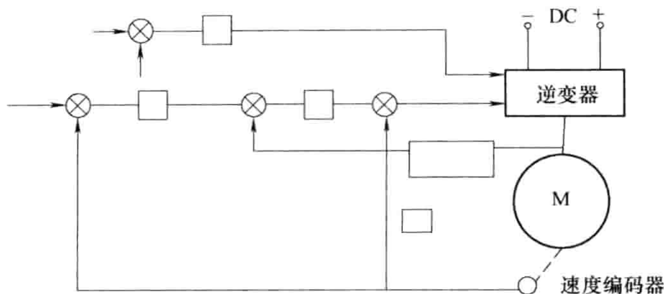


图 3-3

由于转矩控制环的要求导致速度控制信号 ω_r^* 的增加，该补偿进而使磁通量暂时减小直至系统恢复对磁通的控制能力。转矩和磁通控制环节之间存在的这种耦合现象降低了系统的转矩调节响应速度。

3.2 矢量控制简介

由逆变器供电的异步电动机传动系统的稳态性能接近分励式直流电动机。然而，采用以上章节中所述的简单控制方式的异步电动机的动态性能与直流电动机相比则明显较慢。这一不足严重限制了异步电动机在要求高性能表现的工业领域内的应用，例如可逆式轧机等。交流电动机矢量控制方式的出现解决了上述问题，进而使以类似控制分励式直流电动机的方式去控制交流电动机成为可能。

矢量控制的基本目标是使系统在转矩和速度发生变化时，仍具有高性能的动态表现。对于分励式直流电动机而言，分别由励磁电流和电枢电流产生的磁动势均独立存在于空间正交系内。因此，励磁回路与电枢回路间并不存在电磁耦合。由于电枢电流可以独立调节，故而转矩控制可以更加迅速，进而保持磁通量恒定。对交流电动机而言，虽然转矩也是由电流及磁场间相互作用而产生，但由于异步电动机只对定子供电，因此担任产生磁场的电流与担任产生转矩的电流很难分开独立控制。

综上所述，矢量控制的本质是对分别担任产生磁场（磁通量）以及担任产生转矩的定子电流分量进行分开独立控制。交流电动机的矢量控制是通过逆变器控制对定子电流的幅值、频率以及相角进行调节。由于这种电动机的控制方式需要同时调

节电流的幅值及相角，故而称其为矢量控制。

3.3　空间矢量

通过引入“空间矢量”的概念，可以更利于对矢量控制思想的理解。异步电动机的空间矢量模型在之前的 2.6 节中已做过分析。定子电流空间矢量 $\bar{i}_s$ 如下式所示：

$$\bar{i}_s = i_{as}e^{j0} + i_{bs}e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} + i_{cs}e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} \tag{3-3}$$

该空间矢量具有恒定幅值且以同步速度旋转。根据第 2 章的结论，其 d-q-0 模型如下式所示：

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \tag{3-4}$$

式中，a、b、c 三相电流间假设平衡，则有

$$i_0 = i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \tag{3-5}$$

同理，定子相电压空间矢量如下所示：

$$\bar{v}_s = v_{as} + v_{bs}e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cs}e^{j\frac{4\pi}{3}} \tag{3-6}$$

等效两相电动机的电压如下：

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \tag{3-7}$$

对平衡系统有

$$v_{0s} = v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0 \tag{3-8}$$

所得电压空间矢量 $\bar{v}_s$ 在参考直角坐标系内可表示为

$$\bar{v}_s = V_s\cos\theta + jV_s\sin\theta$$

式中，V_s为电压矢量大小；θ 为该矢量与参考坐标轴间夹角（方向）。假设参考轴为 d，则有

$$\bar{v}_s = v_{ds} + jv_{qs} \tag{3-9}$$

与定义定子电流和定子电压空间矢量一样，可以定义定子磁通量的空间矢量模型如下：

$$\bar{\lambda}_s = \frac{2}{3}(\lambda_{as} + \lambda_{bs}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \lambda_{cs}e^{j\frac{4\pi}{3}}) \tag{3-10}$$

上式也可由相应电感量表示如下：

$$\bar{\lambda}_s = L_s\bar{i}_s + L_{mm}\bar{i}_r \tag{3-11}$$

式中，L_s为定子三相总电感。

$$L_{mm} = 3/2(L_{sr})$$

式中，L_{mm}为三相磁化电感。

在 d-q 轴系内，式(3-10)可写为：

$$\bar{\lambda}_s = \lambda_{ds} + j\lambda_{qs} \tag{3-12}$$

如式(3-12)所示，$\bar{\lambda}_s$ 为三相电动机定子参考坐标系内的每相等效两相电动机的磁通量。

3.4 空间矢量在不同参考坐标系间的变换

通过上一节中的方程式(3-3)～式(3-12)推导出了在定子参考坐标系内，其电流、电压及磁通量的表达式。考虑到异步电动机的定子和转子绕组内均有电流通过，由于转子绕组间短接，故电压值为零。对于两相电动机而言，如果考虑在转子参考坐标系内的各变量，则转子电流的空间矢量可由下式表示：

$$\bar{i}_r^r = i_{rd}^r + ji_{rq}^r \tag{3-13}$$

式中，下标 r 表示转子参考坐标系。

如果转子参考坐标系与定子参考坐标系重合，则有 $\bar{i}_r$ 在定子参考坐标系内与上式相同。然而，如果转子参考坐标与定子间夹角为 θ_r，如图 3-4 所示，则有转子电流空间矢量 $\bar{i}_r$ 在定子参考坐标系内的表达式如下：

$$\bar{i}_r^s = (i_{rd}^r + ji_{rq}^r)(\cos\theta_r + j\sin\theta_r) \tag{3-14}$$

或

$$\bar{i}_r^s = (i_{rd}^s + ji_{rq}^s) = i_{rd}^r\cos\theta_r - i_{rq}^r\sin\theta_r + j(i_{rd}^r\sin\theta_r + i_{rq}^r\cos\theta_r)$$

亦或

$$\begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^r \\ i_{rq}^r \end{bmatrix} \tag{3-15}$$

式(3-15)为用转子参考坐标系内转子电流矢量表示的定子参考坐标系内的转子电流空间矢量表达式。当转子旋转时，夹角 θ_r随时间变化。因此，参考坐标系的选取对于空间矢量本身具有影响。例如，定子参考坐标系内的定子电流矢量表达式(3-3)具有恒定幅值且以同步速度旋转，然而，同样是以上空间矢量，如果选取同步旋转参考坐标系，则不仅幅值恒定且方向静止(即直流特性)。

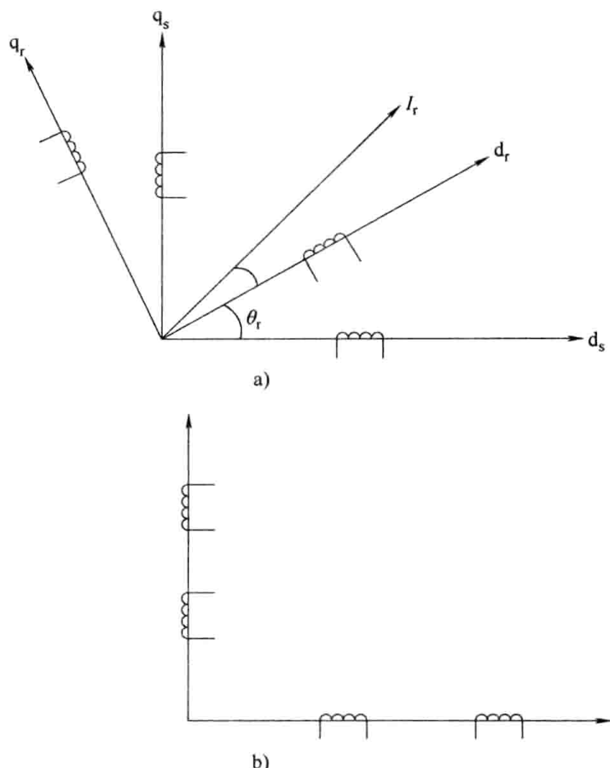


图 3-4　定子和转子参考坐标系内的空间矢量

对于磁通量等式（3-12），空间矢量 $\boldsymbol{\lambda}_s$可分解为 d 轴和 q 轴上的分量 $\boldsymbol{\lambda}_d$和 $\boldsymbol{\lambda}_q$。以上分量同样可以看做是一个两相电动机定子绕组沿 d 轴及 q 轴的磁通量。然而，每相定子绕组对所有载流绕组均应有相应磁通产生。可由于 d 轴及 q 轴间夹角为 90°，因而 d 轴上的绕组对应 q 轴绕组上通过的电流并无磁通产生。同样，位于 q 轴上的绕组对于 d 轴绕组内电流也没有磁通产生。

如果转子回路开路，则 $\boldsymbol{\lambda}_s$可由两绕组上的自感量 L_s表示如下：

$$\boldsymbol{\lambda}_s = L_s i_{ds}^s + jL_s i_{qs}^s \tag{3-16}$$

或

$$\boldsymbol{\lambda}_s = L_s \bar{i}_s \tag{3-17}$$

同理，如果以等效两相绕组取代原有的三相转子绕组，则转子参考坐标系内的转子磁通矢量仅对应转子电流的表达式如下：

$$\bar{\boldsymbol{\lambda}}_r = L_r \bar{i}_r \tag{3-18}$$

但是，实际情况是定子和转子绕组内均有电流流过，在定子和转子绕组间存在互感磁通量。由定子向转子的能量传递即是通过该互感磁场实现的，同时也是电动机转矩产生的原因。如果假设转子固定且转子参考坐标轴与定子参考坐标轴一致，

如图3-4b所示，则有定子绕组轴向与转子绕组轴向间互感最大值 $\hat{L}_m$。同理，在其正交轴向上也存在最大互感值 $\hat{L}_m$。此时，如果转子旋转角度 θ_r，则当前互感量为 $\hat{L}_m\cos\theta_r$。然而，在此位置时正交的转子绕组与定子轴向绕组间还同时存在互感量 $\hat{L}_m\cos\left(\theta_r+\frac{\pi}{2}\right)$。

因此，仅由转子绕组电流引发的定子的轴向绕组磁通量为

$$\lambda_{ds}^{s}=\hat{L}_m i_{dr}^{r}\cos\theta_r-\hat{L}_m i_{qr}^{r}\sin\theta_r \tag{3-19}$$

同理，仅由转子绕组电流引发的定子的正交轴向绕组磁通量为

$$\lambda_{qs}^{s}=\hat{L}_m i_{qr}^{r}\cos\theta_r-\hat{L}_m i_{dr}^{r}\sin\theta_r \tag{3-20}$$

因此，代入式(3-17)的值后可得由转子绕组电流引起的定子绕组总磁通量为

$$\lambda_{s}^{s}=\hat{L}_m i_{r}^{s}=\hat{L}_m i_{r}^{r}e^{j\theta_r} \tag{3-21}$$

如果将定子电流的影响因素同样纳入考虑，则有在定子参考坐标系内的总定子磁通矢量为

$$\lambda_{s}^{s}=L_s\bar{i}_{s}^{s}+\hat{L}_m\bar{i}_{r}^{s} \tag{3-22}$$

$$=L_s\bar{i}_{s}^{s}+\hat{L}_m\bar{i}_{r}^{r}e^{j\theta_r} \tag{3-23}$$

此时，如果转子处于旋转中，则角度 θ_r 随时间变化。同样，在转子参考坐标系内的总转子磁通矢量可由下式表示：

$$\lambda_{r}^{r}=L_r\bar{i}_{r}^{r}+L_m\bar{i}_{s}^{s}e^{-j\theta} \tag{3-24}$$

或

$$\lambda_{r}^{s}=L_r\bar{i}_{r}^{s}e^{j\theta_r}+L_m\bar{i}_{s}^{s} \tag{3-25}$$

转矩

$$T_e=\frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}\lambda_{dr}^{s}i_{qs}^{s}$$

如果转子磁化电流在定子参考坐标系内的空间矢量用 $\bar{i}_{mr}$ 表示，则互感量 L_m 与该电流的乘积为总转子磁通量。

即

$$L_m i_{mr}^{s}=\lambda_{r}^{s}=L_r\bar{i}_{r}^{r}e^{j\theta_r}+L_m\bar{i}_{s}^{s} \tag{3-26}$$

式(3-24)和式(3-26)表示在某一参考坐标系内的总磁通矢量，可表示为在该参考坐标系内的自感磁通量与同样由另外参考坐标系变换至该参考坐标系内的互感磁通量之和。在定子参考坐标系内定子电压方程的空间矢量形式如下式表示：

$$\bar{v}_s=R_s\bar{i}_{s}^{s}+\frac{d\lambda_{s}^{s}}{dt} \tag{3-27}$$

如上文所述，转子电压为零，故

$$\bar{v}_{\mathrm{r}} = 0 = R_{\mathrm{r}}\,\bar{i}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{r}} + \frac{\mathrm{d}\bar{\lambda}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{r}}}{\mathrm{d}t} \tag{3-28}$$

感应式电动机的转矩，可以看做磁通和电流空间矢量正交后的结果，其表达式如下：

$$\bar{T}_{\mathrm{e}} = K\boldsymbol{\lambda}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{r}} \times \bar{i}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{r}} = KL_{\mathrm{m}}\,\bar{i}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{r}} \times \bar{i}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{s}} \tag{3-29}$$

式中，“×”用于矢量相乘，$K = 3/2P$。

同理，以定子相关变量表示的转矩方程如下：

$$\bar{T}_{\mathrm{e}} = K\boldsymbol{\lambda}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{s}} \times \bar{i}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{s}} \tag{3-30}$$

同时上式还可以电流矢量表示为：

$$\bar{T}_{\mathrm{e}} = K_1\,\bar{i}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{s}} \times \bar{i}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{s}} \tag{3-31}$$

3.5　矢量控制原理

异步电动机的矢量控制是通过相应调节输入端电压幅值、相位以及频率，进而独立对转矩以及定子励磁电流控制来实现的。带有矢量控制的异步电动机，具有可比拟直流电动机的性能表现。磁场定向控制理论指出，应将电动机的供电电流分为磁通分量和转矩分量两个部分分别考虑，该电流的磁通分量对应于转子磁通矢量的相位方向，其转矩分量则对应于转子磁通矢量的正交方向。异步电动机矢量控制模型建立在 d-q 轴系同步旋转的参考坐标系内，其中正弦变量在稳态时表现出类似直流电动机的特性。

异步电动机转矩 T_{e} 用空间矢量变量的表示如下：

$$\bar{T}_{\mathrm{e}} = K\,\bar{i}_{\mathrm{ds}}\bar{i}_{\mathrm{qs}} \text{或} \ T_{\mathrm{e}} = K_{\mathrm{T}}\boldsymbol{\lambda}_{\mathrm{r}}i_{\mathrm{qs}} \tag{3-32}$$

异步电动机的定子电流矢量 $\bar{i}_{\mathrm{s}}$ 产生了转子磁通量 $\boldsymbol{\lambda}_{\mathrm{r}}$ 以及电动机转矩，该电流的磁通分量与转子磁通 $\boldsymbol{\lambda}_{\mathrm{r}}$ 同相，即该定子电流分量 i_{ds} 与直流电动机励磁电流类似。同时，定子电流的 q 轴分量 i_{qs} 则负责产生电动机转矩。只有当总磁通量完全由 i_{ds} 提供且方向与该磁通矢量方向一致时，系统才能获得类似直流电动机的特性表现。

要实现转矩控制，根据为空间矢量所选参考坐标系的不同，有多种方法可以应用。对异步交流电动机而言，气隙磁通、定子磁通以及转子磁通是系统的三个显著磁通空间矢量。其中气隙磁通以系统同步速度旋转，转子磁通对转子本身以相应转差速度旋转。对于上述两种磁通矢量而言，只要将参考坐标系 d 轴方向选取为任一磁通量的轴向，便可基于该磁通量实现矢量控制。通常在异步电动机矢量控制中，最为简便和常用的参考坐标系的选择是将该参考坐标系附加于代表转子总磁通量 $\boldsymbol{\lambda}_{\mathrm{r}}$ 的参考坐标系内，该参考坐标系是跟随转子总磁通矢量旋转的参考坐标系。由于该参考坐标系面向励磁故称为磁场定向控制，图 3-5 所示为带有两个独立电流分量 i_{ds}^{*} 和 i_{qs}^{*} 调节器的矢量控制型逆变器的简单控制原理。两电流分量分别对应其在所

选参考坐标系的 d 轴和 q 轴分量。定子三相电流 i_{as}、i_{bs}及 i_{cs}均被转换为定子参考坐标系内的 d-q 轴分量。以上变量进一步通过矢量旋转块变换至磁场参考系内。

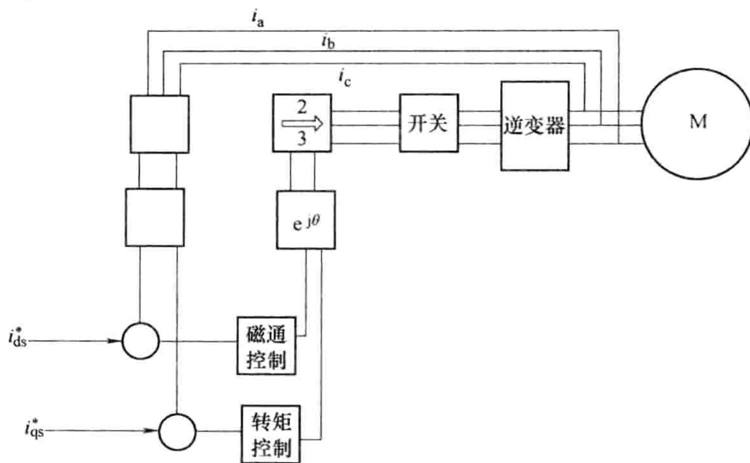


图 3-5 磁场定向控制原理

假定磁场(励磁)参考坐标系与固定(定子)参考坐标系间夹角为 θ_f，如图 3-6 所示，该夹角由于转子磁通空间矢量 λ_r的旋转而随时间变化，并被称为磁场偏转角。如果 θ_r为定子电流空间矢量与其参考坐标系间的夹角，θ_{sl}为转子轴向与转子磁场参考坐标系间的滑偏角。

则有

$$\theta_f = \theta_r + \theta_{sl} \tag{3-33}$$

上式以速度表示如下：

$$\theta_r = \int(\omega_r + \omega_{sl})\mathrm{d}t = \int\omega_s \mathrm{d}t \tag{3-34}$$

以上经变换后的电流与输入信号电流 i_{ds}^*和 i_{qs}^*相比较，所得差值经放大后用于控制磁通及转矩。上述电流值经逆变换由磁场(励磁)参考系至定子参考坐标系内。如果电流的定子参考系 d-q 轴分量均已知，则可经 2/3 变换后得到该电流在 a-b-c 参考轴系上的各分量。变换后的电流经与实际电动机电流比较后，所得差值用于控制逆变回路的通断。由于逆变器为三相电流调节回路，通过控制逆变回路的通断进而调节输出电流值，使其符合输入参考值的控制。各相

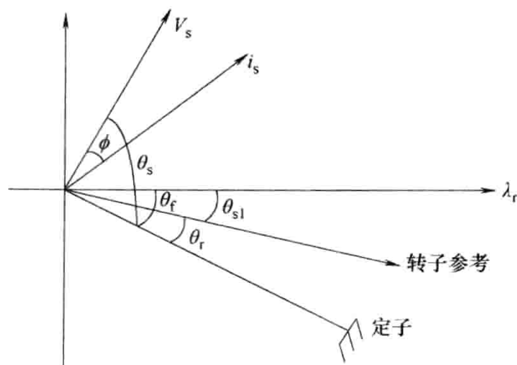


图 3-6

电流的解耦控制使系统具有了能够比拟直流电动机的高阶动态响应。

虽然为了实现矢量控制，可以将电流 I_{sd}^{s} 的方向确定为转子磁通轴向、定子磁通轴向又或者气隙磁通轴向。然而，采用转子磁通方向时，能够自然实现解耦控制。但是当选取定子磁通方向或气隙磁通方向时，则会导致系统耦合现象且需要补偿方可解耦。

以上两种方式是本质上截然不同的两种矢量控制方法，即直接/反馈控制方式以及间接/前馈控制方式。直接/反馈控制方式要求直接的磁通量信号反馈，可通过在电动机内安装专门的磁场传感器或者通过磁通量模型直接解算出其空间矢量并得以实现。在间接/前馈控制方式中，通过求得并整合磁通矢量相对转子的速度，进而得出磁场相对转子的旋转角度，将以上角度附加在测得转子的旋转角度上得到 θ_r。由于以上方法中磁通矢量的位置（即角度）为间接求得，故称其为间接矢量控制方式或者前馈控制方式。

3.6　直接矢量控制

当异步电动机采用直接矢量控制的方式时，如果磁通量信号由传感器直接采集获得，则需装有霍尔效应传感器/线圈的特殊设计的电动机。此时需要假设转子磁通矢量 $\boldsymbol{\lambda}_r$ 相对于固定（定子）参考坐标系的位置（角度）值已知量 θ_f（如图 3-6 所示）。定子电流 i_s 与定子参考坐标系间夹角为 θ_s，与转子磁通量轴向间夹角为 θ_T，由定子电流产生转子磁通量 $\boldsymbol{\lambda}_r$ 及转矩 T_e，其中负责产生转子磁通量的电流分量需要与 $\boldsymbol{\lambda}_r$ 同相位。因此，如果将电流 i_s 在转子磁通参考坐标系内分解为 d 轴和 q 轴分量，则其中 d 轴分量 $i_s\cos\theta_T = i_f$，i_f 为负责产生转子磁通的分量。同时 q 轴分量 $i_s\sin\theta_T = i_T$，i_T 为负责产生转矩的分量。由于空间矢量 i_s 以同步速度旋转，而转子磁通矢量转速等于转子速度与转差速度之和（其值等于同步转速），故二者间相对速度为零。因此，电流 i_f 及 i_T 均表现为直流分量，可作为理想化的控制变量使用。直接矢量控制原理框图如图 3-7 所示。

目标速度作为给定速度以 ω_r^* 表示，该值与转子实际速度 ω_r 相比较，所得速度偏差在速度调节器内经 PI 调节器放大后输出。该速度调节器的输出值为转矩给定，用于转矩控制内环的输入值，转矩给定与转矩当前值比较后得到转矩偏差，该转矩偏差值经处理后作为与给定转矩相应的定子电流给定值 i_T^*。采用同样的方法，通过绝对值方程，由转子速度可求得参考转子磁通量 λ_r^*，该参考磁通量在每单位（p. u.）速度内保持恒定，且大小位于 0 ~ 1 间。如果速度超过每单位速度（1p. u.），则磁通量 λ_r^* 为变量（此时磁通量减小）且与转子速度成函数关系。该块作为图 3-7 中弱磁功能块出现，从而保证了电动机的连续恒功率输出。由于电流转矩生成分量的减小，转子磁通量相应减小，进而使电磁转矩减小。此时由于速度仍在增加（因为弱磁的存在），故总输出功率保持不变。转子的给定磁通量与分析电机模型获得

的相应磁通量比较，所得偏差值用于调节定子电流 i_f^* 的转子磁通生成分量。矢量 i_f^* 与矢量 i_T^* 相加之和即为定子电流参考矢量 i_s^*。矢量 i_f^* 与矢量 i_T^* 之间的夹角即为参考转矩角 θ_T^*。此时如果求得 θ_f^*，则可知转子磁通轴与定子极轴角 θ_s 间的夹角。在求得 i_s^* 以及 θ_f^* 两值后便可知定子给定相电流 i_a^*、i_b^* 及 i_c^*。进而便可通过脉宽调制型 PWM 逆变器控制电动机各相电流跟随以上各给定相电流。由以上分析可知，在直接转矩控制中需已知 θ_f^*，T_e 以及 λ_r 等反馈变量值。以上各值均可由磁通及转矩处理器块求得。

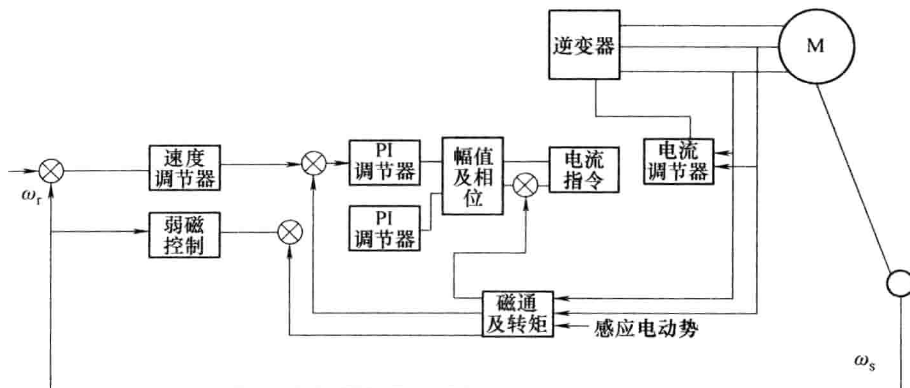


图 3-7　直接转矩控制策略

根据所使用的各测量值变量，该处理器将以下述变量作为输入：

(1) 线电压及定子电流；

(2) 磁通测量线圈所得感应电动势以及定子电流。

已知上述变量后，θ_f^*、T_e 以及 λ_r 等变量可由下面章节中提供的方法计算求出。

3.6.1　直接转矩控制中的感应线电压及电流(转子磁通量)

θ_f^*、T_e 以及 λ_r 等变量的计算，需使用终端电压及电流，通过算出转子或定子磁通量来完成。如果采用转子磁通量函数，则转矩和磁通计算法如下。假设测得的线电流为 i_a、i_b 及 i_c，“q”轴与“a”相极轴重合，则定子参考坐标系内的电子电流 d-q 轴分量如式(3-35)和(3-36)所示：

$$i_{qs}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}i_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}i_{cs} \tag{3-35}$$

及

$$i_{ds}^s = \frac{2}{3}i_{as} - \frac{1}{3}i_{bs} - \frac{1}{3}i_{cs} = i_{as} \tag{3-36}$$

同理，如果测得三相相间电压分别为 v_{ab}、v_{bc} 以及 v_{ca}，且相电压分别为 v_a、v_b 以及 v_c，则有

$$v_{qs}^{s} = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cs} \tag{3-37}$$

以及

$$v_{ds}^{s} = \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} + \frac{1}{3}v_{cs} \tag{3-38}$$

$$= \frac{1}{3}(v_{ab} + v_{ac}) \tag{3-39}$$

由以上等式可以分析可知，转子电流可以通过下式推导得出：

$$v_{ds} = (R_s + L_s p) i_{ds} + L_m p i_{dr} \tag{3-40}$$

以及

$$v_{qs} = (R_s + L_s p) i_{qs} + L_m p i_{qr} \tag{3-41}$$

及

$$v_{ds} = \frac{1}{L_m}\left\{\int (v_{ds} - R_s i_{ds})\mathrm{d}t - L_s i_{ds}\right\} \tag{3-42}$$

$$v_{qs} = \frac{1}{L_m}\left\{\int (v_{qs} - R_s i_{qs})\mathrm{d}t - L_s i_{qs}\right\} \tag{3-43}$$

一旦定子及转子电流已知，转矩、磁通及磁场角可由下列方程轻易求得。由之前方程式（2-55）可得转矩如下：

$$T_e = \frac{3}{2}\,\frac{P}{2}L_m(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \tag{3-44}$$

以及

$$\lambda_{dr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \tag{3-45}$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \tag{3-46}$$

$$\tan\theta_f = \frac{\lambda_{dr}}{\lambda_{qr}} \tag{3-47}$$

及

$$\lambda_r = \sqrt{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2} \tag{3-48}$$

由以上各式可知，采用这种控制方式的电动机非常依赖于 R_s、L_s、L_r 以及 L_m 等相关电动机参数，归根结底此种方式是依赖于电动机磁饱和的程度。

3.6.2　直接转矩控制中的定子磁通模型

然而，即使不使用基于转子磁通模型，通过定子磁通及定子电流同样可以用来计算转矩。此处可以参照式（3-40）以及式（3-41）即可。

$$v_{ds} = (R_s + L_s p) i_{ds} + L_m p i_{dr} = R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} \tag{3-49}$$

$$v_{qs} = (R_s + L_s p) i_{qs} + L_m p i_{qr} = R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} \tag{3-50}$$

或者

$$\lambda_{ds} = \int (v_{ds} - R_s i_{ds}) \mathrm{d}t \tag{3-51}$$

$$\lambda_{qs} = \int (v_{qs} - R_s i_{qs}) \mathrm{d}t \tag{3-52}$$

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \tag{3-53}$$

定子磁通矢量轴与定子参考坐标系 d 轴间的夹角 θ_{fs}和转矩 T_e 如下：

$$\theta_{fs} = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{qs}}{\lambda_{ds}}\right) \tag{3-54}$$

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(i_{qs}\lambda_{ds} - i_{ds}\lambda_{qs}) \tag{3-55}$$

采用这种方法时，其算法仅依赖于定子阻抗。但是，当定子电压较低时，则由定子磁通决定的精度相对较低。因此，在低速下该方法由于精度低而并不适用。

3.6.3 直接转矩控制中的感应电动势及电流

现在如果可以求得感应电动势并以其代替之前所用的电压值，则由于定子阻抗变化的存在而产生的计算误差便可以避免。为此，两组磁感线圈或类似的霍尔传感器被置于定子开槽内且它们之间呈 90°电气夹角，这两个传感器的输出值可直接用于矢量控制系统逻辑判断回路内。假设 d-q 轴系内的该电动势分量表示为 e_{ds}和 e_{qs}，则该参考坐标系内定子磁通量可由以下方程表示：

即

$$\lambda_{ds} = \int \mathrm{e}_{ds} \mathrm{d}t \tag{3-56}$$

$$\lambda_{qs} = \int \mathrm{e}_{qs} \mathrm{d}t \tag{3-57}$$

式中

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \tag{3-58}$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \tag{3-59}$$

或

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \tag{3-60}$$

$$\theta_{fs} = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{qs}}{\lambda_{ds}}\right) \tag{3-61}$$

此时转矩为

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\ (i_{qs}\lambda_{ds} - i_{ds}\lambda_{qs}) \tag{3-62}$$

如果转子磁通量已知，则转子电流可由下式求得：

$$i_{dr} = \frac{\lambda_{ds} - L_s i_{ds}}{L_m} = \frac{1}{L_m}\int (e_{ds} dt - L_s i_{ds}) \tag{3-63}$$

$$i_{qr} = \frac{\lambda_{qs} - L_s i_{qs}}{L_m} = \frac{1}{L_m}\int (e_{qs} dt - L_s i_{qs}) \tag{3-64}$$

由于求得了转子电流，且定子电流可由相应传感器得知，因此转子磁通量可由下式求得：

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \tag{3-65}$$

以及

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \tag{3-66}$$

或者

$$\lambda_r = \sqrt{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2} \tag{3-67}$$

及

$$\theta_f = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{qr}}{\lambda_{dr}}\right) \tag{3-68}$$

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}L_m \ (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \tag{3-69}$$

在矢量控制中，采用感应电动势这种方式的不足之处是：由于电动机在低速下的感应电动势非常微弱，因此，基于该测量值进行的转子电流和转子磁通量的计算便很容易出现误差。此外，这种方法需要加装磁通传感器，因而增加了系统复杂性且使电动机内的出线更加凌乱。

3.7 采用空间矢量模型（VSM）的电压源型逆变器（VSI）的直接矢量控制

矢量控制是基于电流源型逆变器（CSI）或者电压源型逆变器（VSI）来实现的。可以通过跟随特性的开关控制技术，获得所需相电流进而控制逆变器工作。

（1）PWM 技术；

（2）滞环比较器；

（3）控制矢量模型。

PWM 技术和滞环比较技术在电压源/电流源型逆变器中应用均非常广泛。近来，基于空间矢量模型的逆变器矢量控制方式也得到了越来越多的应用，以下将对此进行简要介绍。如图 3-1 所示为采用电压源型逆变器驱动的三相异步电动机模型。其中，通过测得定子电压及电流计算出转矩及定子磁通量，并将计算所得实际值与控制信号给定值进行比较。所得偏差值通过 PID 调节器并限幅后分别产生相应电流在转矩及磁通生成坐标上的分量。以上控制电流信号分量分别与实测的定子电流 d-q 坐标变换后所得分量进行比较，所得差值电流分量作为设定量分别调节所需

电压分量 v_{qs}^{e*} 以及 v_{ds}^{e*} 。以上两电压分量通过 2/3 变换后转为 a-b-c 参考系内的电压控制信号。以上控制信号通过空间矢量模型由逆变器生成实际三相控制电压并驱动电动机。电动机的供电电压为 v_{ab}、v_{bc}以及 v_{ca}。

$$\left.\begin{aligned} v_{ab} &= v_a - v_b \\ v_{bc} &= v_b - v_c \\ v_{ac} &= v_a - v_c \end{aligned}\right\} \tag{3-70}$$

此处 v_a、v_b以及 v_c分别为结点 a、b、c 间的电压值，相当于对应直流负结点处的电压。电压源型逆变器共有六个开关 T_1 ~ T_6。其中 T_1和 T_4负责同一管脚且并不同时导通，因此它们又可合并看做一个开关 S_1。

$S_1=1$　代表 T_1导通、T_4关断

$S_1=0$　代表 T_1关断、T_4导通

同理可见，对于其他管脚开关 S_2和 S_3同样有不同值表示具体开关不同状态。

$S_2=1$　代表 T_3导通 T_6关断

$S_2=0$　代表 T_3关断 T_6导通

以及

$S_3=1$　代表 T_5导通、T_2关断

$S_3=0$　代表 T_5关断、T_2导通

综上所述，对于开关 S_1、S_2、S_3组合共有 8 种可能的开关状态即 000 ~ 111。其中，0 代表开关开路；1 代表开关闭合。对应以上 8 种开关状态，其对电动机所施加相应电压如表 3-1 所示。如果假设电动机具有隔离的中性点“n”，则旋转的空间矢量对应的电压 v_{an}、v_{bn}、v_{cn}均可由参考电压 v_s定义，具体如表 3-1 所示。

表 3-1　逆变器开关状态汇总

状态	开关状态	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	电压空间矢量
0	$S_1=0, S_2=0, S_3=0$	0	0	0	$V_0(000)$
1	$S_1=1, S_2=0, S_3=0$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$V_1(100)$
2	$S_1=1, S_2=1, S_3=0$	$V_d/3$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_2(110)$
3	$S_1=0, S_2=1, S_3=0$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$V_3(010)$
4	$S_1=0, S_2=1, S_3=1$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_d/3$	$V_4(011)$
5	$S_1=0, S_2=0, S_3=1$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$V_5(001)$
6	$S_1=1, S_2=0, S_3=1$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_6(101)$
7	$S_1=1, S_2=1, S_3=1$	0	0	0	$V_7(111)$

$$v_s(t) = \frac{2}{3}\left[v_{an}(t) + v_{bn}(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn}(t)e^{\frac{-j2\pi}{3}}\right] \tag{3-71}$$

同时

$$v_{an} = (v_{ab} - v_{ca})/3 \tag{3-72}$$

$$v_{bn} = (v_{bc} - v_{ab})/3 \tag{3-73}$$

且

$$v_{cn} = (v_{ca} - v_{bc})/3 \tag{3-74}$$

当在负载上施加电压时，逆变器具有六个活动状态，其中两种零电压状态时均无电压施加于电动机端子处，此时相应端子被其上游或下游的开关短路。对应每种开关状态的相电压组合可统一由方程表示。参考矢量 V_s 图形化表示如图 3-8 所示，$V_s = v_{qs} + jv_{ds}$，该参考矢量在六角形边界内具有六向活动矢量，两两之间呈 $\pi/3$ 夹角。对三相方波逆变器而言，其矢量顺序为 V_1 至 V_6，每相开关导通角度为 $\pi/3$，并无 V_0 或 V_7 状态。

为了同时控制逆变器输出电压的幅值和相位需按时间将电压矢量分为 V_0 至 V_7，这八个电压空间矢量的时序调节是通过 PWM 型逆变器中的八个开环/闭环 PWM 调节回路实现的。在开环矢量 PWM 控制中，参考电压的空间矢量被看做单一实体而并非相相组合。对于一次调节中的每个开关周期，仅做一次参考电压矢量采样，该参考电压矢量的相位表明了与之相邻的两个非零电压矢量。因此以上两种电压可根据所需电压幅值大小，在某一开关周期内先后施加。对于该开关周期内的其他时间，均施加 V_0 或 V_7。

例如：如果需要生成给定电压矢量 V^*，如图 3-8 所示，能够便捷生成 PWM 输出的方法是使用其相邻矢量 V_1 和 V_2。如果 V_a 和 V_b 分别代表 V^* 矢量在 V_1 和 V_2 方向上的投影矢量，则有

$$V^* = \sqrt{V_a^2 + V_b^2 + 2V_a V_b \cos\frac{\pi}{3}} = V_a + V_b \tag{3-75}$$

如果此时 V^* 与 V_1 间夹角为 α，则

$$V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) = V_a \sin\frac{\pi}{3} \tag{3-76}$$

$$V^* \sin\alpha = V_b \sin\frac{\pi}{3} \tag{3-77}$$

或

$$V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \tag{3-78}$$

及

$$V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin\alpha \tag{3-79}$$

如果式（3-80）中，T_c 为逆变器平均输出需与参考电压吻合的开关周期，V_1 和 V_2 分别为电压矢量（100）和（110）。

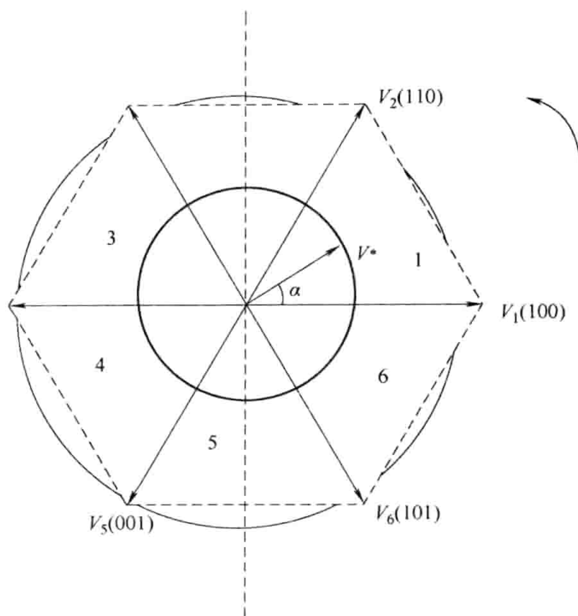


图 3-8　三相逆变器的空间矢量

$$V_a = V_1 \frac{T_a}{T_c} \text{和} V_b = V_2 \frac{T_b}{T_c} \tag{3-80}$$

及

$$T_a = \frac{V_a}{V_1} T_c \text{ 和 } T_b = \frac{V_b}{V_2} T_c \tag{3-81}$$

$$V^* = V_a + V_b + (V_0 \text{ 或 } V_7)[T_c - (T_a + T_b)] \tag{3-82}$$

如果

$$[T_c - (T_a + T_b)] = T_0 \tag{3-83}$$

则

$$V * T_c = V_1 T_a + V_2 T_b + (V_0 \text{ 或 } V_7) T_0 \tag{3-84}$$

两个连续 T_c周期内对称脉冲类型的结构，可以通过以下开关顺序获得：

$V_0(T_0/2) \cdots V_1(T_a) \cdots V_2(T_b) \cdots V_7(T_0/2) \cdots V_7(T_0/2) \cdots V_2(T_b) \cdots V_1(T_a) \cdots V_0(T_0/2)$

不难发现采用对称脉冲类型时的系统输出谐波最小。中断 T_c也可按上述方法分解为以下次序：

$V_0(T_0/3) \cdots V_1(T_a/3) \cdots V_2(T_b/3) \cdots V_2(T_b/3) \cdots V_1(T_a/3) \cdots V_7(T_0/3) \cdots V_0(T_0/3) \cdots$

此类模型称为改进型空间矢量 PWM，其具有比原型更好的性能表现。原有

PWM 方式具有较高的性能，但同时需要在线计算参考电压空间矢量 V^*。截至目前，给定电压矢量一直被假设位于图 3-9 所示范围内或在模型内为已知，但该给定电压增大了电压矢量 V_0 及 V_7 归零的时间周期，逆变器此时等效于普通六阶方波逆变器工作。而当给定电压矢量位于图 3-9 所示范围之外时（即系统超调区域内），则需要采用特别的技术来保证系统正常运行。

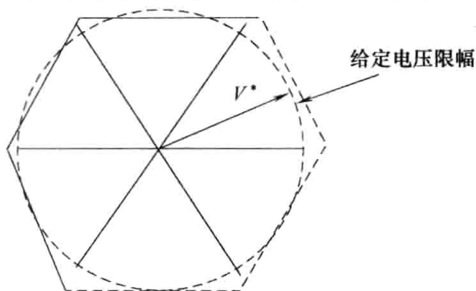


图 3-9　受控模型的空间矢量

3.7.1　转矩控制

转矩控制是通过将转矩指令信号与通过定子磁通和定子电流测量值计算出的实际转矩进行比较来完成的。

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) \tag{3-85}$$

所得偏差值经处理后与电流差值的空间矢量共同求得用来控制逆变器的开关状态。定子电流偏差矢量 Δi_s 与其导数 $d\Delta i_s/dt$ 以及之前的电压矢量同电动势矢量 E 的位置，共同决定了逆变器的非零/零电压矢量区间。基于定子参考系的电动机方程可得最优化的逆变器开关顺序。

3.8　间接矢量控制或前馈控制

间接矢量控制方式与之前介绍的直接矢量控制方式类似，其不同之处在于：在间接矢量控制方式中，需求得并整合转子磁通空间矢量相对转子的相对速度，从而得到磁场相对转子的偏转（滞后）角度，该角度与测得的转子旋转角度相加得到 θ_r。间接矢量控制在工业中的应用同样十分广泛。图 3-10 所示的矢量图为间接矢量控制中包含的基本原理。假定转子磁场参考坐标系与固定（定子）参考系间夹角为 θ_f，如图 3-10 所示。由于转子磁通空间矢量 $\boldsymbol{\lambda}_r$ 是旋转的，且其方向被定义为磁场角度，因而 θ_f 也会随时间变化。如果转子旋转的角速度为 ω_r，而转子磁场相对转子本身的旋转角速度为 ω_{sl}，则该磁场的同步速度为

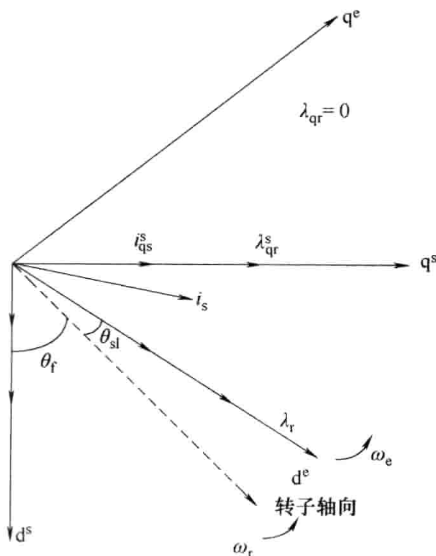


图 3-10　间接矢量控制中的矢量图

式（3-86）所示。

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{sl} \text{ 和 } \theta_f = \int \omega_s \mathrm{d}t = \int (\omega_r + \omega_{sl}) \mathrm{d}t \tag{3-86}$$

因此，对于间接矢量控制而言，异步电动机可在同步旋转参考坐标系内表示。异步电动机同样可以假设通过电流源型逆变器供电，因而可以直接控制定子电流。在同步参考坐标系内，可以通过电动机的 d-q 模型推导出间接矢量控制方程如下。

在以下转子方程式中，上标 e 表示同步参考系。

$$\frac{\mathrm{d}\lambda_{dr}^{e}}{\mathrm{d}t} + R_r i_{dr}^{e} - \omega_{sl} \lambda_{qr}^{e} = 0 \tag{3-87}$$

在以下方程中则忽略上标 e。

$$\frac{\mathrm{d}\lambda_{qr}}{\mathrm{d}t} + R_r i_{qr} - \omega_{sl} \lambda_{dr} = 0 \tag{3-88}$$

即

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \tag{3-89}$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \tag{3-90}$$

由以上方程可以得到定子电流与转子电流间的关系式如下：

$$i_{dr} = \frac{\lambda_{dr} - L_m i_{ds}}{L_r} \tag{3-91}$$

$$i_{qr} = \frac{\lambda_{qr} - L_m i_{qs}}{L_r} \tag{3-92}$$

将上式的转子电流值代入磁通量表达式中可得

$$\frac{\mathrm{d}\lambda_{dr}}{\mathrm{d}t} + \frac{R_r}{L_r}\lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \lambda_{qr} = 0 \tag{3-93}$$

$$\frac{\mathrm{d}\lambda_{qr}}{\mathrm{d}t} + \frac{R_r}{L_r}\lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} - \omega_{sl} \lambda_{dr} = 0 \tag{3-94}$$

假设转子磁通矢量方向与 d^e 轴线方向一致，则有 $\lambda_{qr} = 0$ 且 $\mathrm{d}\lambda_{qr}/\mathrm{d}t = 0$ 以及总转子磁通量 $\lambda_r = \lambda_{dr}$。

代入以上值则变形后的方程如式（3-95）所示，即

$$\frac{\mathrm{d}\lambda_r}{\mathrm{d}t} + \frac{R_r}{L_r}\lambda_r = \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} \text{或} \frac{L_r}{R_r} \frac{\mathrm{d}\lambda_r}{\mathrm{d}t} + \lambda_r = L_m i_{ds} \tag{3-95}$$

及

$$\frac{L_m}{L_r \lambda_r} R_r i_{qs} = \omega_{sl} \tag{3-96}$$

负责产生磁场的定子电流分量为

$$i_f = i_{ds} = \frac{1}{L_m}\left(\lambda_r + \frac{L_r}{R_r}\frac{d\lambda_r}{dt}\right) \tag{3-97}$$

而负责产生转矩的定子电流分量

$$i_T = i_{qs} = \omega_{sl}\frac{L_r\lambda_r}{L_m R_r} \tag{3-98}$$

因此，转矩可由下列方程表示：

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}\lambda_r i_{qs} = K_T\lambda_r i_T \tag{3-99}$$

且

$$K_T = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r} \tag{3-100}$$

由此可见，转矩与转子磁通量以及定子电流的 q 轴分量呈比例关系。如果转子磁通量保持恒定，则转矩可由定子电流的 q 轴分量控制调节。

一旦定子电流的 d、q 轴分量均已知，则有该电流在 a-b-c 参考系内的表达式如下：

$$[i_{abc}] = [T]^{-1}[i_{dq}] \tag{3-101}$$

且

$$[T] = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta_f & \cos\left(\theta_f - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_f + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta_f & \sin\left(\theta_f - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_f + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{3-102}$$

观察以上方程可以得出，如果已知 θ_f 和 i_s，则可根据它们进而控制转矩。如图 3-11 所示为间接转矩控制策略的框图。其中，通过比较速度参考值 ω_r^* 以及由位置/速度传感器处获得的实际速度 ω_r，生成速度偏差值。而速度偏差值经调节器输出后生成给定转矩 T_e^* 。采用同样方法，由转子速度通过绝对值函数生成器后可以求得转子磁通给定值 λ_r^* 。λ_r^* 在某相应速度下（1p. u.）保持恒定，大小介于 0 ~ 1 之间。

当速度高于该速度（1p. u.）时，其磁通量表示如下：

$$\lambda_r^* = \frac{\omega_r(\text{额定})}{|\omega_r|}\lambda_r(\text{额定}) \tag{3-103}$$

以上方程表示当速度高于额定转速时有弱磁现象产生，而总输出功率保持恒定。由转矩参考值/希望值以及转子磁通量可以得到电流源型间接矢量控制器中的各控制指令值 i_f、i_T、ω_{sl}，如下式（3-104）表述：

$$i_T^* = \frac{T_e^*}{K_T\lambda_r^*} \tag{3-104}$$

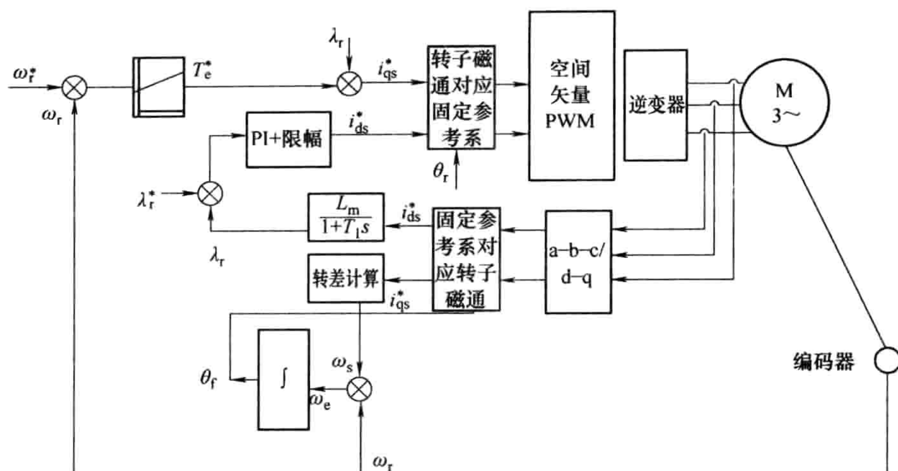


图 3-11　间接矢量控制原理框图

$$i_f^* = \frac{1}{L_m}\left(1 + \frac{L_r}{R_r}\right)\frac{d\boldsymbol{\lambda}_r^*}{dt} \tag{3-105}$$

及

$$\boldsymbol{\omega}_{sl}^* = \frac{L_m R_r}{L_r}\frac{i_T^*}{\boldsymbol{\lambda}_r^*},\text{且 } \theta_{sl}^* = \int \boldsymbol{\omega}_{sl}^* dt \tag{3-106}$$

且

$$\theta_f = \theta_r + \theta_{sl}$$

由定子电流的转矩/磁通生成分量以及转子磁场角度 θ_f 可以得到 d-q 参考系中电流为

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^* \\ i_{ds}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_f \\ -\sin\theta_f & \cos\theta_f \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_T^* \\ i_f^* \end{bmatrix} \tag{3-107}$$

由以上电流 d-q 分量可以得到的线电流为

$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{qs}^* \\ i_{ds}^* \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3-108}$$

沿定子电流"a"轴方向选取参考系 q 轴，则定子电流可改写为

$$\left.\begin{aligned} i_{as}^* &= i_{qs}^* = |i_s^*|\sin\theta_s \\ i_{bs}^* &= |i_s^*|\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{cs}^* &= |i_s^*|\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}\right\} \tag{3-109}$$

如式（3-109）所示为转换后生成的三相定子电流控制指令，并可应用于如图 3-12 所示的控制流程内。以上电流调节指令经适当方式输入逆变器后，实现逆变器输出电流跟随指令电流的控制目的，进而由逆变器输出到驱动电动机端。

在间接矢量控制中，ω_{sl}^* 和 θ_{sl}^* 为相应电动机参数的函数。因此，理想的情况是以上参数与对应实际值之间在任意运行状态下均能匹配进而减小矢量控制中的偏差值。但是考虑到转子阻抗随温度的变化以及漏感大小随定子电流幅值的变化，转差速率的去谐效应以及相应耦合效应是客观存在的，如图 3-13 所示。其中，R_r 为实际转子阻抗；$\hat{R}_r$ 为预计阻抗。用来决定 ω_{sl}^* 和 θ_{sl}^*。如果 $\hat{R}_r$ 小于 R_r，则转差频率 ω_{sl}^* 小于其实际值，故 d-q 轴系的实际位置将前移至如图所示的 $i_{qs}'-i_{ds}'$ 位置。此时如果电动机转矩增大，电流 i_{qs}' 将增大。由于该电流在 d 轴上存在分量，故该分量 i_{ds} 亦会随之增大，最终导致磁通量的增加。在这种情况下，转矩和磁通的控制指令值都将大于二者的实际值。同理，如果阻抗 $\hat{R}_r$ 大于实际阻抗 R_r，转矩及磁通将小于其实际值。因此，在转矩变化瞬态，在转子磁通和转矩相应中均会产生振荡。此时转矩的安定时间即转子时间常数为 0.5s 的指数次幂。

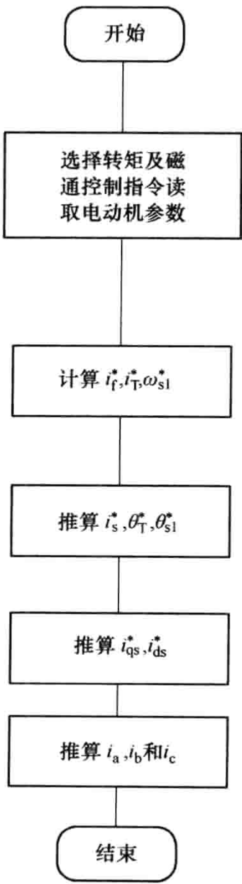


图 3-12　间接矢量控制流程图

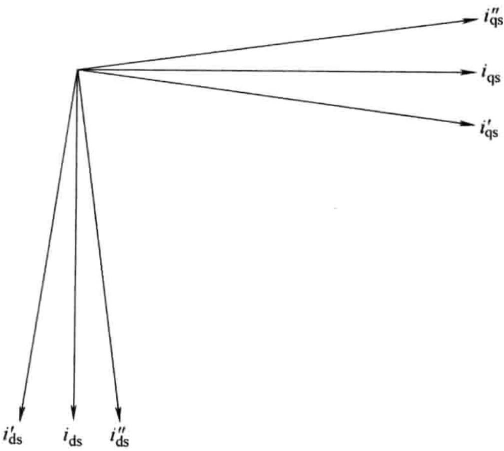


图 3-13　由转子失配导致的去谐效应

3.9 案例分析

矢量控制在 MATLAB/SIMULINK 中的仿真

在进行仿真之前，对于异步电动机表示系统方程做如下假定：

- 气隙磁通的分布假设为正弦曲线；
- 电动机工作在线性磁区；
- 定子绕组星形联结带有隔离的中性点；
- 假设电动机为两极电动机。

定子电流和转子电流分别在各自轴系内以空间矢量方式表达如下：

$$i_{s}=i_{as}e^{j0}+i_{bs}e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}+i_{cs}e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)}$$

$$i_{r}=i_{ar}e^{j0}+i_{br}e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}+i_{cr}e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)}$$

同理，定子和转子的电压及磁通矢量也可按以上方式表述。

向一般参考坐标系内的转换

如果以转子磁场轴线作为参考，且其与固定参考轴线间夹角为 θ_{f}。

$$i_{s}^{r}=i_{s}^{s}e^{-j\theta_{f}}$$

为了能够用转子磁通矢量和定子电流矢量来表示转矩，参考坐标系的 d 轴选取为与转子磁通轴向一致的方向，q 轴则相应超前 90°。该参考坐标系与转子磁场等速旋转。

电磁转矩

$$T_{e}=\lambda_{r}K_{T}i_{qs}$$

转差速率

$$\omega_{sl}=\frac{L_{m}i_{qs}}{T_{r}\lambda_{r}}$$

式中，T_{r}为转子时间常数。

转子磁通量与电流矢量的 d 轴分量关系式如下：

$$T_{r}\frac{d\lambda_{r}}{dt}+\lambda_{r}=L_{m}i_{ds}$$

且转差速率与定子电流矢量的 q 轴分量关系式如下：

$$\omega_{sl}=\frac{L_{m}i_{qs}}{T_{r}\lambda_{r}}$$

通过以上两个关系式可知，如果给定电流分量为 i_{ds}^{*} 及 i_{qs}^{*} 已知，则可相应求得转子磁通和转差速率。

参考文献

[1] Boldea, I., Nasar, S.A.: Electric Drive. CRC Press, Boca Raton (1999)
[2] Vithayathil, J.: Power Electronics, Principles and Applications. McGraw-Hill Inc., New York (1995)
[3] Krishnan, R.: Electric Motor Drives, Modeling Analysis and Control. Prentice Hall, Englewood Cliffs (2001)
[4] Bose, B.K.: Modern Power Electronics and AC Drives. Pearson Education Inc., London (2002)
[5] Sathikumar, S., Vithayathil, J.: Digital simulation of field-oriented control of induction motor. IEEE Trans. Ind. Electron. IE-31, 141–148 (1984)
[6] Vas, P.: Sensorless Vector Control and Direct Torque Control. Oxford University Press, Oxford (1998)
[7] Bodson, M., Chiasson, J.N., Novotnak, R.T.: A Systematic Approach to Selecting Flux References for Torque Maximization in Induction Motors. IEEE Trans. on Control System Tech. 3(4), 388–397 (1995)
[8] Erdman, W.L., Hoft, R.G.: Induction machine field orientation along air gap and stator flux. IEEE Trans. Energy Conversion 5, 115–121 (1990)
[9] Gastli, A., Takeshita, T., Matsui, N.: A new stator-flux-oriented speed-sensorless control algorithm for general purpose induction motor drive. Trans. Inst. Elect. Eng. Jpn. D 114-D(1), 9–16 (1994)
[10] Blaschke, F.: The principles of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines. Siemens Review 34, 217–220 (1972)
[11] Hotz, J., Bube, E.: Field oriented asynchronous PWM for high performance AC machine drives operating at low switching frequency. IEEE Trans. on Industry Applications IA-27(3), 574–581 (1991)
[12] Kjaer, P.C., Kjellqvst, T., Delaloye, C.: Estimation of field current in Vector controlled Synchronous Machine Variable Speed Drives Employing Brushless Asynchronous Exciters. IEEE Trans. on Industry Applications 41(3), 834–840 (2005)

第4章　异步电动机的直接转矩控制及无传感器控制

4.1　简介

在上一章中详细描述了用于调速异步电动机的矢量控制方法。一般来说，实现闭环矢量控制方案需要一个复杂的控制系统结构，而这一控制结构是由以下几个部分组成：

（1）电动机磁通和转矩的 PID 控制器；

（2）电流和电压（或电压）的解耦网络；

（3）复杂的坐标变换；

（4）2～3 轴的转换；

（5）电压或电流的调制器；

（6）磁通和转矩的估算；

（7）PID 速度控制器。

1986 年在由 Takahashi 和 Depenbrock 提出的直接转矩控制系统中，系统前五个组成部分由两个磁滞比较器和一个选择表[1-3]取代。与矢量控制相比，这种方法极大地简化了控制系统的结构。在矢量控制方案中，假设可控电源可以实现任意期望的波形和定子绕组的电流值，但实际电路和逆变器只能产生驱动变量的七个离散的空间矢量。在大多数情况下，没有一个空间矢量能与矢量控制所需的瞬时值严格相等。尽管提高 PWM 逆变器的开关频率能得到驱动变量所需的曲线，但是考虑经济因素，对于大功率传动系统，逆变器的开关频率不能超过 200 ～ 300 Hz，所以矢量控制很难用于大功率传动中期望的电流波形控制。因此，在许多传动系统中矢量控制难以满足快速响应的要求。

在直接转矩控制方案中，由基本变量计算得到转矩和磁通的瞬时值，并用一个最优的开关表分别进行控制。所有矢量控制中必须存在的坐标变换在直接转矩控制方案中却不需要。非线性交流电动机结构的解耦通过使用“开—关”控制方法控制逆变器的开关得以实现，并由逆变器选择得出电压矢量。

4.1.1　无传感器控制

在由矢量控制交流电动机的传动方案中，需要速度或者位置传感器。由于使用传感器会带来许多缺陷，体现在如成本问题、可靠性问题和抗干扰度问题等方面。因此，可以实现转矩和速度精确控制的无传感器控制系统能够得以长足发展。在无

传感器传动系统中，通过实际电压、线电流和频率估算电动机速度。目前，直接转矩控制和无传感器控制方法备受青睐，即为本章讨论的主题。在不需要低速稳定运行的工业现场中，无传感器传动系统得到了广泛应用。

4.2　直接转矩控制基础

直接转矩控制（DTC）和矢量控制的方式是不同的，其一是直接转矩控制不通过电流控制磁通，而是直接控制磁通。直接转矩控制和矢量控制的另一个不同是，直接转矩控制的参考坐标系是定子磁通而不是矢量控制中的转子磁通参考坐标系。

直接转矩控制实际上是直接矢量控制和直接自控制方法的延伸。众所周知，直接矢量控制理论早已在工业传动系统中运用。在矢量控制和直接转矩控制中，磁通和转矩既可以通过测量得到，也可以通过估算得到，并用作控制器的反馈信号。直接转矩控制中的输入信号是转矩的误差、定子空间矢量的相角和幅值的误差，从而决定开关器件的状态。在以上信号的基础上，特定的电压矢量或者电压矢量的组合以特定的时序直接用于逆变器的控制，这使得异步电动机有快速响应的性能。

4.2.1　转矩和磁通控制

在定子参考坐标系中，异步电动机的转矩可以由式（4-1）表示。

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\lambda_s^s i_s^s \tag{4-1}$$

为了使用磁通控制，定子电流 i_s^s 用转子磁通表示为

$$\lambda_s^s = L_s i_s + L_m i_r \tag{4-2}$$

$$\lambda_r = L_r i_r + L_m i_s \tag{4-3}$$

同理

$$\lambda_s = \frac{L_m}{L_r}\lambda_r + (L_s L_r - L_m^2) i_s \tag{4-4}$$

由以上公式，转矩可以表示为

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r(L_s L_r - L_m^2)}\lambda_r \lambda_s \tag{4-5}$$

转矩的幅值为

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r(L_s L_r - L_m^2)}|\lambda_r||\lambda_s|\sin\gamma \tag{4-6}$$

式中，γ 是定子和转子磁通的夹角，即转矩角。直接转矩控制中，转子磁通是一个由转子电压控制的状态变量。

$$\frac{d\lambda_s}{dt} = v_s - R_s i_s \tag{4-7}$$

式中，v_s 为逆变器的输出电压，用于电动机控制。

如果电动机是由电压源型逆变器驱动，如式（4-1）所示，逆变器的电压矢量有六个有效的分量和两个零分量。由式（4-7）所示，忽略定子电阻，定子磁通为下式（4-8）所示。

$$\lambda_s = \int v_s \mathrm{d}t \tag{4-8}$$

经过六步运算，逆变器输出电压由循环对称的有效矢量序列组成。由式（4-8）定子磁通在六角形路径上以固定速度移动。零分量表示磁通停止，不改变其移动路径。三相逆变器的 6 个有效分量和 2 个零分量如图 4-1 所示。

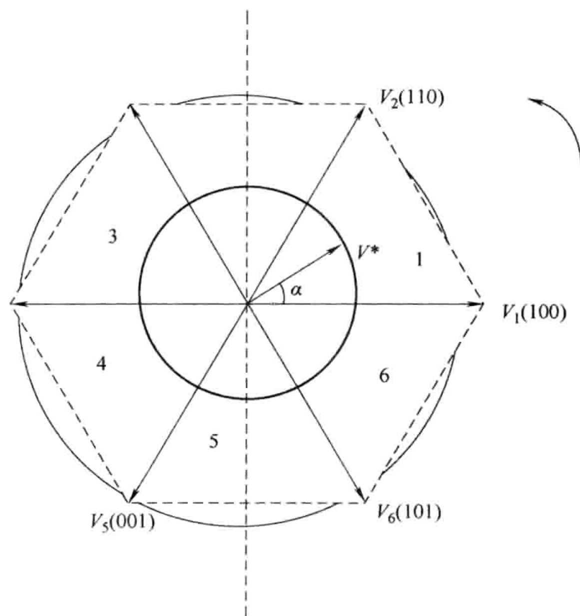


图 4-1　三相逆变器的 6 个有效分量和 2 个零分量

对于转矩的产生，式（4-6）是非常重要的。式（4-6）清楚地表明了转子磁通、定子磁通的夹角和转矩的关系。假设转子磁通 λ_r 沿逆时针方向缓慢移动，在有效电压矢量的作用下，如果定子磁通沿顺时针方向移动，夹角 γ 迅速增大而转矩减小。另一方面，如果电压为零分量，转子磁通停止变化，夹角和转矩都会减小。因此，通过循环开关有效分量和零分量容易控制电动机的转矩。

4.3　直接转矩控制的控制策略

Depenbrock 和 Takahashi 描述的直接转矩控制（DTC）的基本概念总结如下，异步电动机的速度由旋转磁场的角速度决定。在稳态状况下，旋转磁场的角速度由

定子绕组的级对数和定子的供电频率决定，磁通的幅值由电压和频率的比值决定。如式（4-6）所示，如果转子磁通保持定值，则定子磁通随着定子电压的变化而递增，转矩角 γ 和转矩也相应地增大。

直接转矩控制方案的基本模块如图 4-2 所示。经过三个模块处理并传送给逆变器的数据，再由逆变器给电动机供电。这三个模块是：

- 转矩和磁通处理器；
- 最优逻辑选择模块；
- 相应的电动机模型模块。

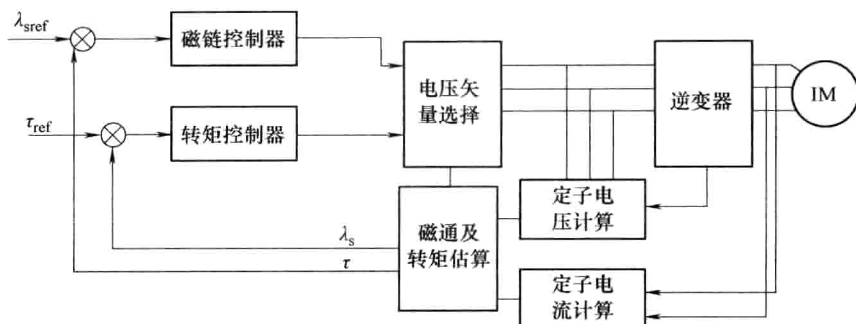


图 4-2　DTC 方案框图

转矩和磁通由一个迟滞模块处理。在转矩和磁通处理模块中比较设定转矩和实际转矩，同时比较设定磁通和实际磁通。转矩和磁通的实际值通过相应的电动机模型得到。当实际转矩值小于转矩的差分迟滞限制，转矩输出变大。相似的，如果实际转矩大于差分迟滞限制，转矩输出变小。同样的函数也用于磁通比较器，转矩和磁通的差分上下限制由迟滞窗口的输入决定，迟滞窗口的输入可以改变差分迟滞的上下限，使得电源输出装置的频率能在 1.5～3.5kHz 变化。

通过 ASIC 模块处理转矩状态输出和磁通状态输出，构成了电压矢量选择模块。最优开关逻辑功能就是选择合适的电压矢量，使得电压矢量同时满足转矩状态输出和磁通状态输出需求。如第 3 章所述，三相逆变器的 8 个开关状态中有 2 个是零状态。逆变器的最优开关表可以用转矩和磁通比较器的输出和定子磁链空间矢量的位置得到。

为了控制电动机的转矩，逆变器开关状态基于以下规则选择得出。转矩与定子磁通矢量 $\boldsymbol{\lambda}_s$ 和转子磁通矢量 $\boldsymbol{\lambda}_r$ 的向量积成比例。定子磁通矢量是一个常量，这样转矩就由定子磁通矢量和转子磁通矢量之间变化的夹角控制。由于转子时间常数比定子时间常数要大得多，在我们考虑的时间段中，转子磁通变化量很小。假设由于负载转矩的增加，则需要增加电动机转矩，最优开关逻辑会选择一个逆变器电压矢量使得定子磁通矢量和转子磁通矢量之间的夹角变大，电动机转矩要减小时，最优

选择开关逻辑会选择一个零电压矢量，使得定子磁通和转子磁通的向量积逐渐减小。如果定子磁通减小到小于其正常值的下限，磁通状态输出要求增加定子磁通。如果转矩状态输出较小，最优选择开关逻辑会选择一个新的定子电压矢量，使得磁通在增大的同时转矩角 γ 会减小。

对应电动机模型计算出实际定子磁通值、电动机输出的转矩、给定速度和频率。对于直接转矩控制，实际磁通和转矩值均十分重要，实际磁通和转矩值每 25μs 计算一次。速度外环需要参考速度和频率的给定值，给定速度和频率每毫秒计算一次。电动机模型从测量的定子电流、电压、开关位置和电机参数得出。通过数字信号处理（Digtal Signal Processing，简称 DSP）能够计算出所有直接转矩控制中需要的电动机变量。

在电动机模型中，实际定子磁通的计算非常重要。可以用下面两个方程来计算定子磁通。

$$\boldsymbol{\lambda}_s = \int (v_s - R_s i_s)\,\mathrm{d}t \tag{4-9}$$

$$\boldsymbol{\lambda}_s = L_s i_s + L_m i_r \tag{4-10}$$

第一个方程式用来估算磁通的初始值，之后用第二个方程式计算磁通值。磁通决定转矩，用方程表示：

$$T_e = K\boldsymbol{\lambda}_s \times i_s \tag{4-11}$$

为了得到实际的速度值和频率值，转子磁通和转子磁通角可以用方程式（4-12）计算得到。式中，σ 表示磁漏因子。

$$\boldsymbol{\lambda}_r = \frac{L_r}{L_m}(\boldsymbol{\lambda}_s - \sigma L_s i_s) = \boldsymbol{\lambda}_{rd} + \mathrm{j}\boldsymbol{\lambda}_{rq} \tag{4-12}$$

转子磁通角为

$$\theta_r = \arctan\frac{\boldsymbol{\lambda}_{rq}}{\boldsymbol{\lambda}_{rd}} \tag{4-13}$$

直接转矩控制的完整框图如图 4-2 所示，速度控制器比较给定速度和电动机模型的反馈速度。此模块中包含了传统的 PID 控制器，模块的输出作为转矩控制器的给定转矩（速度）。

转矩控制器的另一个输入是给定转矩。如果要实现电动机的速度控制，就要用到给定速度（转矩）。如果要实现电动机的转矩控制，则只需要给定转矩。转矩控制器比较给定转矩和迟滞转矩控制器得出实际转矩，迟滞转矩控制器如前文所述。标准磁通给定值和反馈频率值用来计算频率如何影响磁通。如图 4-2 所示，磁通迟滞比较器比较给定磁通和实际磁通。图 4-2 中所示的开关频率控制用来限制开关频率的最大和最小值。电压波形决定了开关频率的最小值，电子装置的开关频率决定了开关频率的最大值。

通过开关频率控制来改变磁通和转矩控制器迟滞窗口的大小，开关频率限制在

1.5～3.5kHz。

与矢量控制（FOC）方案相比，直接转矩控制方案有以下优点：

- 没有电流环，因此不需要直接电流控制；
- 不需要坐标转换；
- 没有单独的电压脉宽调制模块；
- 需要定子磁通矢量和转矩的估算。

依据开关扇区的选择，有两种不同的直接转矩控制开关选择方案。

Takahashi 提出的循圆形定子磁通矢量路径方案，Depenbrock 提出的循六边形定子磁通矢量路径方案。两种方案中开关选择方法如图 4-3 所示。

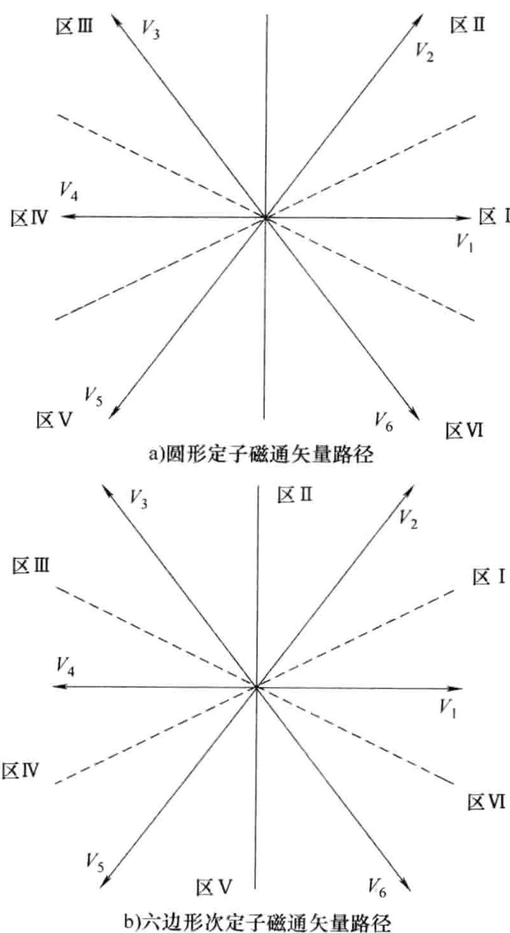


图　4-3

4.4 基于直接转矩控制方案的开关表

基于直接转矩控制（DTC）方案循圆形定子磁通矢量路径的开关表如图 4-4 所示。通过迟滞磁通控制器和转矩控制器，定子磁通和转矩的给定值与实际值分别进行比较。磁通控制器是一个二级比较器，转矩控制器是一个三级比较器。如果转矩控制器表示为 τ，则 $\tau=-1$ 表示转矩实际值大于给定值且超出迟滞限制；$\tau=1$ 表示实际值小于给定值且超出迟滞限制，$\tau=0$ 表示转矩在迟滞限制以内。

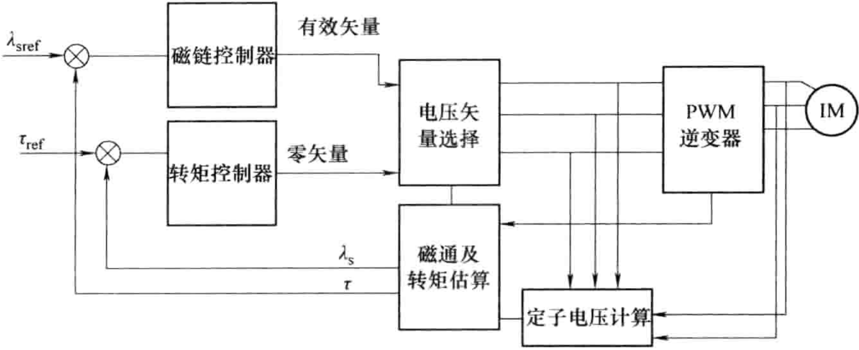


图 4-4　基于直接转矩控制方案的开关表

磁通迟滞比较器的输出表示为 ϕ，当 $\phi=0$ 时，表示实际磁链大于给定值且超出迟滞限制；当 $\phi=1$ 时，表示实际磁链小于给定值且超出迟滞限制。通过角位置 $\gamma=\arctan\left(\frac{\lambda_{sq}}{\lambda_{sd}}\right)$ 得到定子磁通区域 R，这些表示转矩输出和定子磁通区域 R 的数字化变量，是建立访问 E^2PROM 的数字地址，E^2PROM 中的选择表如表 4-1 所示。

表　4-1

		R(1)	R(2)	R(3)	R(4)	R(5)	R(6)
$\phi=1$	$\tau=1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$\tau=0$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$
	$\tau=-1$	$V_6(101)$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$\phi=0$	$\tau=1$	$V_3(010)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$\tau=0$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$
	$\tau=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

使用开关表（表 4-1）方法的优点总结如下：

- 定子磁通和电流波形几乎是正弦波；磁通和转矩控制器的滞环大小决定了谐

波的大小；

- 优越的动态转矩特性；
- 磁通和转矩控制器的滞环大小决定了逆变器的开关频率。

为了提高电动机性能，在基本的 ST—DTC 方案的基础上，人们提出了许多方法修改开关表。通过将采样周期分割成 2 个或者 3 个相等间隔的方法可以减小转矩波动，但是也因此将开关电压矢量的数量增加到 12 个或者 56 个。同样，负载转矩的大小可以通过转子磁通的幅值进行控制。

4.4.1　直接自适应控制方案

Depenbrock 提出的直接自适应控制方案（DSC）的框图如图 4-5 所示。电压和电流作为磁通和转矩估算模块的输入，此模块的输出是磁通和转矩。由此得到的磁通值经过磁通比较器生成数字变量 d_A、d_B和 d_C，d_A、d_B和 d_C对应逆变器 6 步运算中的有效电压矢量。迟滞转矩控制器生成的数字变量 d_0决定了零分量状态的持续时间。

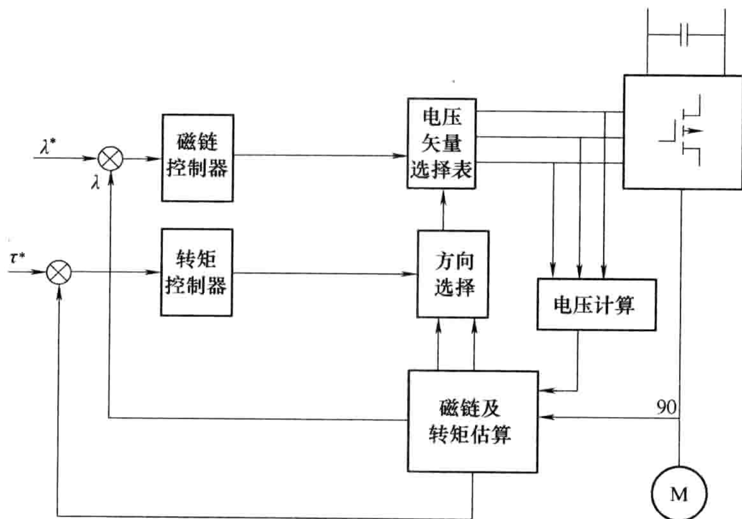


图 4-5　Depenbrock 直接转矩控制方案

对于恒定磁通的控制算法采用以下形式：

如果 $d_0=1$，则逆变器开关状态为：$S_A=d_B$，$S_B=d_C$，$S_C=d_A$，表示选择有效矢量；

如果 $d_0=0$，表示选择零分量矢量；

即

$S_A=0$，$S_B=0$，$S_C=0$ 或 $S_A=1$，$S_B=1$，$S_C=1$

直接自适应控制方案的主要特点总结如下：

- 直接自适应控制方案中，在恒磁通区域采用 PWM 运算，在弱磁区域采用 6

步运算；

- 恒磁通区域和弱磁区域，电流和磁通波形都是非正弦的；
- 定子磁通矢量在 PWM 运算中也是沿着六边形路径移动。

基于直接转矩控制的直接自适应控制控制输出，可以通过适当选择定子磁通比较器的滞环宽度，并从直接转矩控制的开关表中得到。

4.4.2 直接转矩控制的特点

直接转矩控制的特点总结如下：

- 直接转矩控制采用转矩和磁通闭环，没有电流控制器；
- 直接转矩控制需要定子磁通和转矩的估算，因此对转子参数不敏感；
- 直接转矩控制是一个无电动机传感器方案；
- 直接转矩控制的控制结构简单，具有鲁棒性。

4.5 异步电动机的无传感器控制

异步电动机的矢量控制方案需要速度传感器或者位置传感器。由于使用速度传感器具有如增加成本、可靠性问题、抗干扰问题等缺陷，而且实时计算的成本也越来越低，通过运用状态估算功能的软件就可以估算速度和位置值。文献中已经提出了很多用于定子电压、相电流和频率估算速度的方法。

利用无速度传感器得到异步电动机速度的方法，大体上可以分为两类：

- 具有转差补偿的开环速度控制；
- 具有速度估算的闭环控制。

第一类方法中，通过控制电动机的同步速度，利用转差频率来补偿负载变化；第二类方法中，用电动机的估算速度做闭环速度控制的反馈信号。

用于异步电动机的无传感器转矩控制方法如下：

(1) 转差频率计算方法；

(2) 用状态表达式估算速度的方法；

(3) 磁通估算方法；

(4) 模型参考自适应系统（MRAS）；

(5) 观测器（基于卡尔曼滤波器的观测器，伦伯格观测器）方法；

(6) 速度估算的人工智能方法。

转差频率的计算方法：

转差频率是异步电动机定子频率和对应转子频率之间的偏差。通过计算转差频率可以得到电动机的转速。转差频率和定子频率之间的关系如下：

$$\omega_{sl}=\omega_e-\omega_r \tag{4-14}$$

式中，ω_e 为定子频率；ω_r 为转子频率。

转差频率还可用其他方法计算，其中一种方法直接由定子电压和定子电流的相

位滞后计算转子频率，转差频率通过电动机参数和定子电流计算得到。从异步电动机等效电路的稳态方程中能够得到转子频率 ω_r 和相角。

$$\phi = \arctan \frac{D\omega_r^2 - E}{(A\omega_r^2 + B\omega_r + C)} \tag{4-15}$$

式中，$A = R_1 L_2^2$；$B = \omega_1 L_m^2 R_2$；$C = R_1 R_2^2$；$D = \omega_1 (L_2 L_m^2 - L_1 L_2^2)$；$E = \omega_1 L_1 R_2^2$。

利用上面的方程，可以得到转差频率和相角之间的曲线。当转差频率在一定范围内时，公式（4-15）有效，并在不要求快速响应时可以使用。

通过状态方程估算速度：

在静止坐标系中，用转子电动势（EMF）可以得到转差频率。这一速度估算的方法只需要相电压和相电流。变换状态方程，将速度用电动机参数和实测值的形式表示出来。静止参考坐标系中，异步电动机的定子电压和转子电压方程可以写为

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt}\lambda_{ds} \tag{4-16}$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt}\lambda_{qs} \tag{4-17}$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - \omega_r \lambda_{qr} \tag{4-18}$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} - \omega_r \lambda_{dr} \tag{4-19}$$

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(i_{qs}\lambda_{ds} - i_{ds}\lambda_{qs}) \tag{4-20}$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{M}(T_e - T_L) \tag{4-21}$$

通过以上的动态方程可以得到转差频率的表达式如下：

$$\omega_{sl} = \omega_e \cdot R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right) \frac{e_{qr} \cdot i_{qs} + e_{dr} \cdot i_{ds}}{e_{dr}^2 + e_{qr}^2} \tag{4-22}$$

式中，转子电动势用电感表示如下：

$$e_{dr} = \frac{d\lambda_{dr}}{dt} = \left(\frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \frac{R_r}{L_r}\lambda_{dr} - \omega_r \lambda_{qr}\right) \tag{4-23}$$

$$e_{qr} = \frac{d\lambda_{qr}}{dt} = \left(\frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} - \frac{R_r}{L_r}\lambda_{qr} + \omega_r \lambda_{dr}\right) \tag{4-24}$$

模型参考自适应系统：

用模型参考自适应方法可以得到两个不同结构的电动机模型之间的补偿，基于不同的输入变量，这个补偿可以用来估算相同的状态变量。其中一个不含有速度的模型称作参考模型，另一个含有速度的模型称作可调模型。

用这两个模型之间的偏差推导出一个可用模型，该模型为可调模型估算速度。调节可调模型使得两个模型之间的误差趋于零。用模型参考自适应方法估算速度的框图如图 4-6 所示。

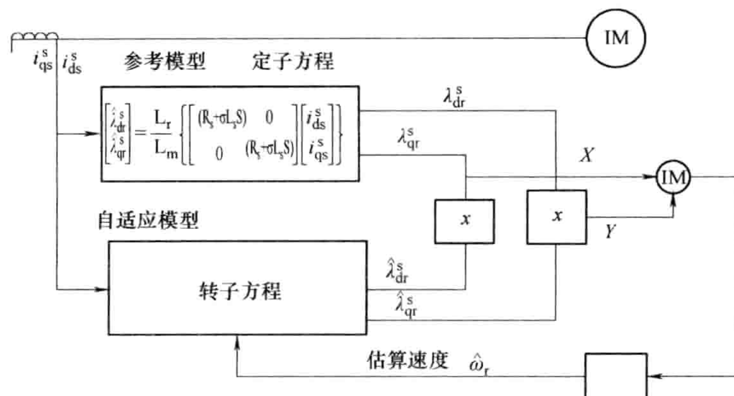


图 4-6 模型参考自适应的速度估算

参考模型即是定子电压方程，该模型的输入是电动机的电压和电流信号，输出是转子磁通向量 λ_{dr}^{s} 和 λ_{qr}^{s}。用定子电流和估算速度（假定可用）能够得到电动机自适应模型，自适应模型的输出为转子磁链 $\hat{\lambda}_{dr}^{s}$ 和 $\hat{\lambda}_{qr}^{s}$。如果估算速度正确，那么参考模型计算的转子磁通和自适应模型计算的转子磁链则应该相等。可以用自适应 PI 控制算法来调整速度 $\hat{\omega}_r$，使得偏差 $\xi=0$。
PI 控制器可以表示为

$$\hat{\omega}_r=\xi\left(K_p+\frac{K_1}{s}\right) \tag{4-25}$$

$$\xi=\left(\lambda_{qr}^{s}\hat{\lambda}_{dr}^{s}-\lambda_{dr}^{s}\hat{\lambda}_{qr}^{s}\right) \tag{4-26}$$

伦伯格速度观测器：

用观测器来估算或者观测系统的状态变量，状态观测器需要用到系统的输入、输出以及系统的微分或者差分模型。常用的三种观测器是伦伯格观测器、自适应观测器和基于卡尔曼滤波的观测器。

在没有白噪声的确定性系统中，伦伯格观测器及其扩展方法能够用于已知参数的时变系统的参数观测。在伦伯格观测器方程中，用一个与预测误差成比例的系数来校正电流状态估算，即为电流的估算值减去实测值得出的系数。观测器就是一个用被控对象全部或者部分模型的估算器，是在定子坐标系中基于定子和转子状态方程的反馈闭环。

由电压模型得到的转子电压方程为

$$v_{dr}^{s}=0=i_{dr}^{s}R_{r}+\frac{d}{dt}(\lambda_{dr}^{s})+\omega_{r}\lambda_{qr}^{s} \tag{4-27}$$

$$v_{qr}^{s}=0=i_{qr}^{s}R_{r}+\frac{d}{dt}(\lambda_{qr}^{s})+\omega_{r}\lambda_{dr}^{s} \tag{4-28}$$

同理

$$\lambda_{dr}^{s}=L_{m}i_{ds}^{s}+L_{r}i_{dr}^{s} \tag{4-29}$$

$$\lambda_{qr}^{s}=L_{m}i_{qs}^{s}+L_{r}i_{qr}^{s} \tag{4-30}$$

消去 i_{qr}^{s}得到下面的公式：

$$\frac{d}{dt}\lambda_{dr}^{s}=-\frac{R_{r}}{L_{r}}\lambda_{dr}^{s}-\omega_{r}\lambda_{qr}^{s}+\frac{L_{m}R_{r}}{L_{r}}i_{ds}^{s} \tag{4-31}$$

同样，对于 q 轴，有

$$\frac{d}{dt}\lambda_{qr}^{s}=-\frac{R_{r}}{L_{r}}\lambda_{qr}^{s}+\omega_{r}\lambda_{dr}^{s}+\frac{L_{m}R_{r}}{L_{r}}i_{qs}^{s} \tag{4-32}$$

定子电流 i_{ds}^{s}和 i_{qs}^{s}用电动机参数表示如下：

$$\frac{d}{dt}(i_{ids}^{s})=-\left(\frac{L_{m}^{2}R_{r}+L_{r}^{2}R_{s}}{\sigma L_{s}L_{r}^{2}}\right)i_{ds}^{s}+\frac{L_{m}R_{r}}{\sigma L_{s}L_{r}^{2}}\lambda_{dr}^{s}+\frac{L_{m}\omega_{r}}{\sigma L_{s}L_{r}}\lambda_{qr}^{s}+\frac{1}{\sigma L_{s}}v_{ds}^{s} \tag{4-33}$$

$$\frac{d}{dt}(i_{iqs}^{s})=-\left(\frac{L_{m}^{2}R_{r}+L_{r}^{2}R_{s}}{\sigma L_{s}L_{r}^{2}}\right)i_{qs}^{s}-\frac{L_{m}R_{r}}{\sigma L_{s}L_{r}}\lambda_{dr}^{s}+\frac{L_{m}\omega_{r}}{\sigma L_{s}L_{r}^{2}}\lambda_{qr}^{s}+\frac{1}{\sigma L_{s}}v_{qs}^{s} \tag{4-34}$$

式中，$\sigma=1-\dfrac{L_{m}^{2}}{L_{s}L_{r}}$

状态方程为

$$[\dot{X}]=[A][X]+[B][U] \tag{4-35}$$

$$[X]=[i_{ds}^{s}\quad i_{qs}^{s}\quad \lambda_{ds}^{s}\quad \lambda_{qs}^{s}]^{T} \tag{4-36}$$

$$[U]=[v_{ds}^{s}\quad v_{qs}^{s}\quad 0\quad 0]^{T} \tag{4-37}$$

$$[A]=\begin{bmatrix} \dfrac{-(L_{m}^{2}R_{r}+L_{r}^{2}R_{s})}{\sigma L_{s}L_{r}^{2}} & 0 & \dfrac{(L_{m}R_{r})}{\sigma L_{s}L_{r}^{2}} & \dfrac{L_{m}\omega_{r}}{\sigma L_{s}L_{r}} \\ 0 & \dfrac{-(L_{m}^{2}R_{r}+L_{r}^{2}R_{s})}{\sigma L_{s}L_{r}^{2}} & \dfrac{-L_{m}\omega_{r}}{\sigma L_{s}L_{r}} & \dfrac{L_{m}R_{r}}{\sigma L_{s}L_{r}^{2}} \\ \dfrac{L_{m}R_{r}}{L_{r}} & 0 & -\dfrac{R_{r}}{L_{r}} & -\omega_{r} \\ 0 & \dfrac{L_{m}R_{r}}{L_{r}} & \omega_{r} & \dfrac{R_{r}}{L_{r}} \end{bmatrix} \tag{4-38}$$

$$[B]=\begin{bmatrix}\frac{1}{\sigma L_s} & 0\\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s}\\ 0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix} \tag{4-39}$$

使用上述电动机模型的伦伯格观测器的框图如图 4-7 所示，估算值用带^的量表示。

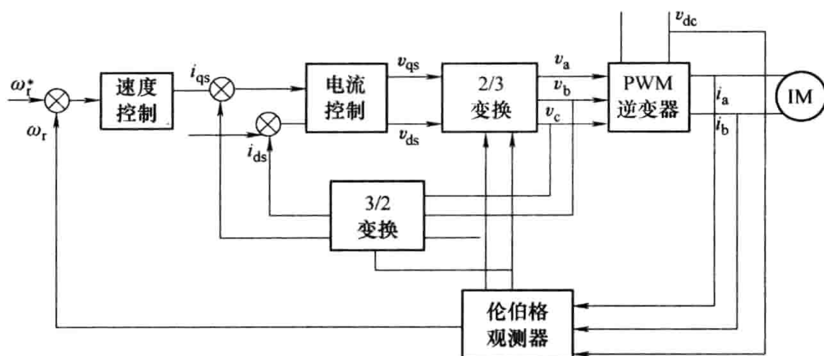


图 4-7　基于伦伯格观测器的速度控制框图

通过下面的方程式可以得到输出电流 $\hat{i}_{ds}$ 和 $\hat{i}_{qs}$。

$$\begin{bmatrix}\hat{i}_{ds}\\ \hat{i}_{qs}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{ds}\\ i_{qs}\\ \lambda_{dr}\\ \lambda_{qr}\end{bmatrix} \tag{4-40}$$

输入电压 v_{ds} 和 v_{qs} 由电动机定子端测量得到，如图 4-8 所示，由电动机模型得到的速度和磁链观测器用于速度自适应算法。观测器的方程如下式（4-41）所示。

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\hat{X})=\hat{A}\hat{X}+BV_s+G(\hat{i}_s-i_s) \tag{4-41}$$

式中，$\hat{i}_s=[i_{ds}\ i_{qs}]$；$G$ 是观测器增益矩阵，增益矩阵 G 乘以偏差 $e=\hat{i}_s-i_s$，通过校正使得偏差为零。矩阵 A 中，如果速度信号 ω_r 已知，则磁通和电流可以通过状态方程得到。

速度和磁链观测器可以估算未知速度 ω_r，定子电流和转子磁通的估算偏差用下式表示：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(e)=(A+GC)e-\Delta A\hat{X} \tag{4-42}$$

即

$$e = X - \hat{X}, \ \Delta A = \hat{A} - A, \ 和\ \Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r \tag{4-43}$$

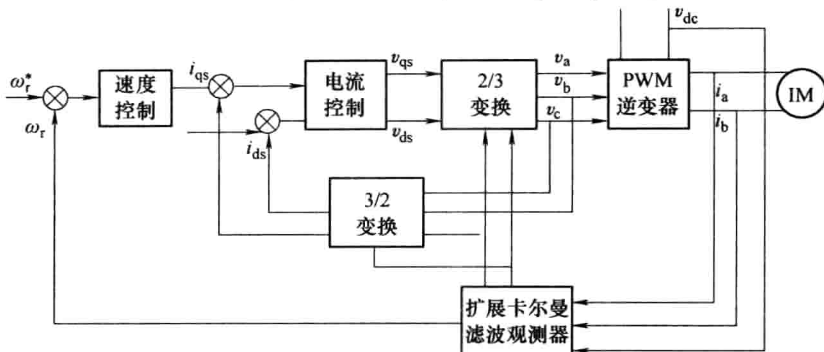


图 4-8　基于扩展卡尔曼滤波器观测器的速度控制框图

为了导出速度自适应算法，考虑下面的 Lyapunov 方程：

$$V = e^{T}e + \frac{(\hat{\omega}_r - \omega_r)^2}{\lambda} \tag{4-44}$$

通过 Lyapunov 理论得到下面的速度自适应估算方法：

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \lambda(e_{ids}\hat{\lambda}_{qr} - e_{iqs}\hat{\lambda}_{dr})L_m/(\sigma L_s L_r) \tag{4-45}$$

式中，$e_{ids} = i_{ds} - \hat{i}_{ds}$；$e_{iqs} = i_{qs} - \hat{i}_{qs}$。

增益矩阵的选择要保证转速和磁链观测器的稳定性，此方法在电动机低速时偏差变大，这是由于定子电感和转子电感变化影响所致。

基于扩展卡尔曼滤波的观测器：

伦伯格观测器是一个确定性观测器，使用于线性非时变系统。基于扩展卡尔曼滤波的观测器（EKF）方案中，状态变化和观测模型不需要是线性方程，而只要是可微方程即可。基于扩展卡尔曼滤波的观测器中，状态变量只需要定子电流和磁化电流。基于扩展卡尔曼滤波观测器的框图如图 4-8 所示。静止参考坐标系下，以定子电流 i_{ds}、i_{qs}和转子磁链 λ_{dr}、λ_{qr}为状态变量的异步电动机模型如下式表示：

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \tag{4-46}$$

$$Y = CX \tag{4-47}$$

即

$$X = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \lambda_{dr} \quad \lambda_{qr} \quad \omega_r]^{T} \tag{4-48}$$

$$Y = [i_{ds} \quad i_{qs}]^{T} \tag{4-49}$$

$$[B]=\begin{bmatrix}\frac{1}{\sigma L_s} & 0\\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s}\\ 0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix} \tag{4-50}$$

$$[A]=\begin{bmatrix}\frac{-(L_m^2R_r+L_r^2R_s)}{\sigma L_sL_r^2} & 0 & \frac{(L_mR_r)}{\sigma L_sL_r^2} & \frac{L_m\omega_r}{\sigma L_sL_r} & 0\\ 0 & \frac{-(L_m^2R_r+L_r^2R_s)}{\sigma L_sL_r^2} & -\frac{L_m\omega_r}{\sigma L_sL_r} & \frac{(L_mR_r)}{\sigma L_sL_r^2} & 0\\ \frac{L_mR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r & 0\\ 0 & \frac{L_mR_r}{L_r} & \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0\end{bmatrix} \tag{4-51}$$

$$C=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0\end{bmatrix} \tag{4-52}$$

在异步电动机的动态模型中，如果把电动机的转速加到状态方程中，则状态方程的维数增加，同时状态方程也变为非线性，而转子转速也可以作为状态参数之一。系统方程以离散模型来表示，这样基于扩展卡尔曼滤波的观测器可以用一个微处理器实现。

无干扰异步电动机的离散模型为

$$X(k+1)=A_dX(k)+B_dU(k)+V(k) \tag{4-53}$$

$$Y(k)=C_dX(k)+W(k) \tag{4-54}$$

式中，$W(k)$和$V(k)$分别表示$Y(k)$和$X(k)$的高斯白噪声干扰，为零矢量。$W(k)$和$V(k)$分别表示$Y(k)$和$X(k)$的独立矢量。

干扰和测量值的统计协方差矩阵为 Q、R 和 P，系统干扰协方差矩阵和系统状态协方差矩阵 P 是 5×5 的矩阵，测量噪声的协方差矩阵是 2×2 的矩阵。基于扩展卡尔曼滤波的观测器分两步实现：预测和滤波。在预测阶段，由电动机模型和当前估算的状态值计算下一个周期的状态值$X(k+1)$，预测状态值由下式表述：

$$X^*(k+1)=X^*(k)+\int_{t_k}^{t_{k=1}}f[x(t),U(t)]\mathrm{d}t \tag{4-55}$$

在t_k到t_{k+1}内，假设$U(t)$不变，由系统状态协方差矩阵 Q 可以得到预测的状态协方差矩阵$P(k+1)$。

参 考 文 献

[1] Depenbrock, M.: Direct Self-control (DSC) of Inverter Fed Induction Machine. IEEE Transactions on Power Electronics 3(4), 420–429 (1988)
[2] Takahashi, I., Ohmori, Y.: High Performance Direct Torque Control of an Induction Motor. IEEE Transactions on Industry Applications 25(2), 257–265 (1989)
[3] Takahashi, I., Noguchi, T.: A new quick response and high efficient control strategy of an induction motor. IEEE Transaction Industry Application 22(5), 457–464 (1986)
[4] Ludke, I., Jane, M.G.: A comparative study of high Performance speed Control strategies for voltage Source PWM Inverter fed Induction Motor Drives. In: Seventh International Conference on Electric Machines and Drives, UK (September 1995)
[5] Baader, U., Depenbrock, M.: Direct Self Control (DSC) of inverter fed induction machine: A basis for Speed control without speed measurement. IEEE Transaction Industry Application 28, 581–588 (1992)
[6] Nash, J.N.: Direct torque control, Induction motor vector control, without an encoder. IEEE Transaction Industry Application 33(2), 333–341 (1997)
[7] Buja, G.S., Kazmierkowski, M.P.: Direct torque control of PWM Inverter -Fed AC motors- A survey. IEEE Transaction Industrial Electronics 51(4), 744–757 (2004)
[8] Bose, B.K.: Modern Power Electronics and AC Drives. Pearson Education Inc., London (2002)
[9] Buja, G.: A new control strategy of Induction Motor drives: The direct flux and torque control. IEEE Industrial Electronics Newsletter 45, 14–16 (1998)
[10] Holtz, J.: Sensorless Speed and position control of Induction Motors: Tutorial. In: IEEE Industrial Electronics Annual Conference, IECON (November-December 2001)
[11] Ohtami, T., Takada, N., Tanaka, K.: Vector Control of Induction Motor without Shaft encoder. IEEE Transactions on Industry Applications 28(1), 157–165 (1992)
[12] Holz, J.: Sensorless Position Control of Induction Motors-an emerging technology. IEEE Transactions on Industrial Electronics 45(6), 840–852 (1998)
[13] Jansen, P.J., Lorenz, R.D., Novotony, D.W.: Observer based direct field orientation and comparison of alternative methods. IEEE Transactions on Industry Applications 30(4), 945–953 (1994)
[14] Kim, Y.R., Sul, S.K., Park, M.H.: Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter. IEEE Transaction Industry Applications 30(5), 1225–1233 (1994)

第 5 章⊖　永磁电动机的控制

5.1　简介

对于大多数的单一应用场合，异步电动机是最常用的电动机。然而目前备受关注的是永磁电动机，尤其是用做专门的伺服驱动器的永磁电动机。永磁电动机是用永磁体取代转子绕组而产生气隙磁场。永磁体取代转子绕组可以简化电动机结构，减少磁通损耗，提高功率因数。随着钐-钴、钕-铁-硼等材料均可用于制造永磁体，永磁电动机正逐步取代直流电动机和异步电动机。永磁电动机是同步电动机，可在整功率因数下工作，因此比异步电动机有更高的功率因数。由于永磁体的成本较高，因此永磁电动机的成本比异步电动机的成本要高，但因其功率因数较高，运行成本就比较低。

按照磁通穿过气隙时的走向，永磁电动机大致上可以分为：

- 径向永磁电动机；
- 轴向永磁电动机。

径向永磁电动机中，磁通方向沿着电动机的径向方向。轴向永磁电动机中，磁通方向和转子轴向平行。径向永磁电动机比轴向永磁电动机更为常见。轴向永磁电动机具有较高的功率因数和较快的响应速度，主要用于高性能传动系统中。

永磁电动机同样可以分为：

- 永磁同步电动机（PMSM），也称作正弦波永磁电动机；
- 梯形波永磁电动机，也称作无刷直流电动机（BLDM、BLDC）、简易开关永磁电动机。

正弦波永磁电动机可以是表面式永磁电动机（SPM），也可以是内置式/嵌入式永磁电动机（IPM）。此类电动机和电动机转子的几何形状如图 5-1 所示。（通常所说的永磁同步电动机是正弦波永磁同步电动机，与一般同步电动机一样，正弦波 PMSM 的定子绕组通常采用三相

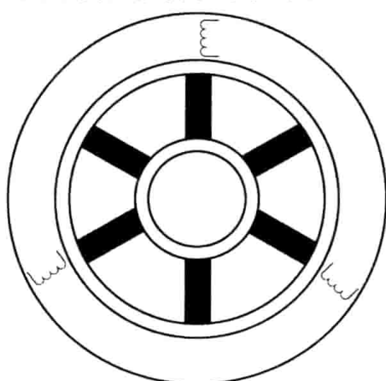


图 5-1　内嵌式永磁电动机

⊖ 原书本章中的图文不对应，比较混乱，按照国内“先文后图”的表述习惯，进行了图号及位置的调整。——编辑注

对称的正弦分布绕组，或转子采用特殊形状的永磁体以确保气隙磁通密度沿空间呈正弦波分布。这样，当电动机恒速运行时，定子三相绕组所感应的电动势则为正弦波，正弦波永磁同步电动机由此而得名）。

永磁电动机的转子铁心可以是实心的，也可以是由冲压叠片组成（硅钢片叠加而成）。薄永磁铁用粘合剂粘在铁心的表面。表面式永磁电动机的永磁体安装在转子叠片的外表面，这种安装方式可以提供很高的气隙磁通密度，但是缺乏机械（力学）鲁棒性。由于表面式永磁电动机不能用于高速驱动场合，所以只有径向永磁电动机的结构是可用的。内置式永磁电动机的永磁体安装在转子叠片之间，这种结构具有机械鲁棒性。内置式永磁电动机可用于高速驱动的场合。

通常，永磁同步电动机定子的三相绕组安装在定子槽内。对称间隔排列的励磁磁体产生穿过气隙的磁通密度，磁通密度和定子电流相互作用产生转矩。梯形永磁电动机的定子绕组是缠绕在定子上的集中绕组，转子绕组是一个宽极角绕组。对于双极电动机，转子磁体在外围扩展大约 180°。针对这两种不同结构的电动机需要采取的控制方法也不同。

设计永磁电动机的开关电路，使得 3 个定子端可以成对依次开关，开关电路输出矩形脉冲电流，如图 5-2 所示。通常，电动机电流由三相逆变器的 6 个开关成对顺序开关来供电。供电电流的基本波形如图 5-3 所示。波形看上去是梯形波，但本质上是每相与其他两相相差 120°相角的三相电流。如图 5-2 所示，入相角 a 电流接通，出相角 c 电流关断。通过电流的开关和转子磁场的相互作用产生转矩。通过位移传感器的信号得到的开关信号，顺序进入相角 b 和 c。双极电动机每转一圈开关组合开关 6 次。在每一次中，3 个定子端中的 2 个产生转矩。

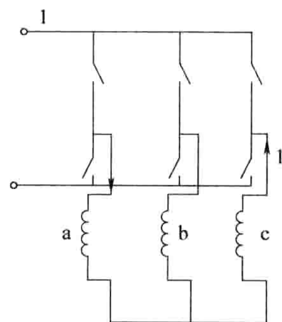


图 5-2　永磁电动机的开关电源

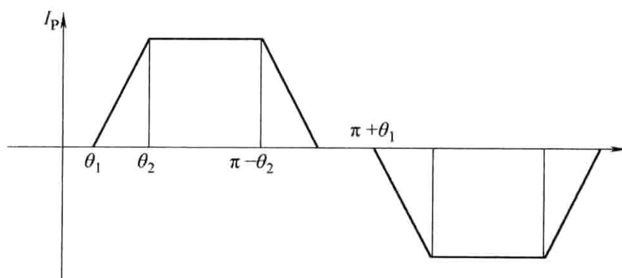


图 5-3　相电流波形

将永磁电动机用于调速场合，需要变频器把定频电源转换为变频电源。尽管交-交变频器和矩阵变频器能直接将定频电源转换为变频电源，更常见的方法是用交-

直-交变频器。三相电动机变频器的拓扑结构和永磁电动机（或正弦波永磁电动机）的开关器件一样。用于开关器件的方法不同，电压波形也不同。

电压源型逆变器和电流源型逆变器都可用于永磁电动机的电源。与电流源型逆变器相比，电压源型逆变器的成本低，直流侧的电容小、重量轻，其应用更广泛，更适合用新型的可控电子器件如 IGBT。

永磁同步电动机（正弦波永磁电动机）的分布式定子绕组产生分布式正弦磁场。永磁同步电动机的转子是凸极（显极）转子，而梯形波永磁电动机的转子不是凸极（显极）结构。与表面式永磁电动机相比，内置式/嵌入式永磁电动机（IPM）有较小的有效气隙和较强的电枢反应效应。永磁电动机（PMAC）更适合用于简单控制结构和少量传感器的场合。但是，梯形波激励的电动机也有缺点，如有较大的转矩波动，在供电恒定的场合中速度范围受到限制。

永磁同步电动机的应用场合如下：在需要快速动态响应的场合，如机床、机器人驱动装置、无转子磁漏的高效低速伺服电动机。永磁同步电动机同样适用于商业和住宅中，用于控制风机的转速。在压缩机中，永磁电动机比异步电动机的应用更为广泛。永磁同步电动机（正弦波永磁电动机）的另一个应用场合是恒功率运行的电动交通工具。梯形波永磁电动机在低压应用场合如计算机和办公设备中应用更为广泛。

5.2 电动机设计

永磁材料、电力电子器件和控制策略的不同使得永磁电动机的设计种类众多。这里提供一种永磁材料的选择和配置，以及极对数和传导笼绕组的方案。永磁材料的选择要考虑到经济情况和电动机性能。铝-镍-钴永磁合金具有矫顽磁性小和非线性退磁曲线的特性，常用于小功率永磁电动机。铁素体成本低廉，具有线性的退磁曲线，但剩余磁通较小。这些材料在考虑成本因素而不考虑电动机性能的情况下可用于永磁电动机。钐-钴合金具有较大的剩余磁通密度和矫顽磁性，但是成本较高，适用于高性能伺服电动机。钕-硼-铁材料和钐-钴合金的特性一致，但是成本较低。同时也要考虑这些用于永磁电动机的材料的耐腐蚀性。

转子极子的几何形状也会影响电动机的性能。表面式永磁电动机的转子直径较小，惯性也小，适合高准确度的伺服场合。嵌入式永磁电动机内，q 轴电感比 d 轴电感大。除了永磁体产生的正常转矩，转子的凸极也产生磁阻转矩。嵌入式永磁电动机具有力学鲁棒性和小气隙的优点，常用做恒功率伺服电动机。高极对数可以减小极距和转子半径，可以设计出更优于其他电动机的结构。

永磁电动机转子内的空间非常有限，如何有效地利用永磁材料就显得非常重要。定子孔由低损耗的电镀硅钢激光焊接堆叠而成。设计出性能优良的电动机需要利用最佳的材料以使得电动机的能量密度最高。

通过变频器控制电动机输出不同的速度，绕组可以有效减少尖峰电压和电压失真。阻尼绕组也可以减少换相重叠。如果电动机是由电压源型逆变器供电，由于阻尼绕组可以提供一个谐波电流流动的路径，一般不设计阻尼绕组。

5.3　永磁电动机的模型

永磁同步电动机的转子和绕线转子同步电动机的定子类似。永磁体产生的反电动势和受激线圈产生的反电动势也没有区别。因此，永磁电动机的模型和绕线转子同步电动机的模型也类似。

应用下列假设可以获得永磁电动机的模型：

（1）忽略磁化饱和（磁化饱和也可以用参数表示）；

（2）反电动势是正弦波；

（3）忽略涡流和磁滞损耗。

因为转子磁铁位置确定感应电动势的电流和转矩独立于定子的电压和电流，这里选择转子参考坐标系。

异步电动机转子磁通都不是独立的定子电压或电流，因此任何参考坐标系都适用于异步电动机动态建模。

转子坐标系中，定子磁链方程为

$$v_{ds}^{r} = R_s i_{ds}^{r} + p\lambda_{ds}^{r} - \omega_r \lambda_{qs}^{r} \tag{5-1}$$

$$v_{qs}^{r} = R_s i_{qs}^{r} + p\lambda_{qs}^{r} + \omega_r \lambda_{ds}^{r} \tag{5-2}$$

式中，$R_s = R_d = R_q$。

d 轴和 q 轴上定子磁链方程为

$$\lambda_{qs}^{r} = L_q i_{qs}^{r} \tag{5-3}$$

$$\lambda_{ds}^{r} = L_d i_{ds}^{r} + L_m i_{dr}^{r} \tag{5-4}$$

式中，L_d和L_q分别表示 d 轴和 q 轴上的绕组电感；L_m表示定子绕组和转子永磁体之间的互感。由于转子没有绕组只是一永磁体，因此转子磁链沿着 d 轴方向。转子磁通模型为 $L_m i_{dr}^{r}$。将式（5-1）和式（5-2）所示的磁通代入，得到电压表达式为

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^{r} \\ v_{qs}^{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{r} \\ i_{qs}^{r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r L_m i_{dr}^{r} \end{bmatrix} \tag{5-5}$$

转矩方程式为

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_{ds}^{r} i_{qs}^{r} - \lambda_{qs}^{r} i_{ds}^{r}) \tag{5-6}$$

转矩用感应表示为

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}[L_m i_{dr}^{r} i_{qs}^{r} + (L_d - L_q) i_{ds}^{r} i_{qs}^{r}] \tag{5-7}$$

这里，除了温度因素，认为转子磁链是恒定的。随着温度的增加，剩余磁通密

度和磁链减小。

通过对电动机性能的评估，可以给出转子磁通随温度变化的修正值。

5.4 无刷直流电动机的模型

无刷直流电动机由定子三相绕组和转子永磁体构成，定子绕组中的电流是顺序换相的。永磁无刷直流电动机中磁通分布是梯形的，永磁同步电动机的 d-q 转子参考坐标系并不适用，无刷直流电动机模型由相变量得出。由于磁铁和嵌套钢具有较高的电阻，可以忽略由于定子谐波磁场产生的转子感应电流。通常，无刷直流电动机中没有阻尼绕组，阻尼由逆变器控制。

三相电路方程为

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \tag{5-8}$$

式中，R_s是每一相定子阻抗，假设三相阻抗相等。感应电动势 e_{as}、e_{bs}、e_{cs}为梯形波形式。如果转子阻抗没有变化，则

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_s\text{；且 } L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \tag{5-9}$$

将上述等式代入式（5-8），得到电压方程为

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \tag{5-10}$$

对于稳定系统，有

$$i_a + i_b + i_c = 0 \text{ 或 } Mi_b + Mi_c = -Mi_a \tag{5-11}$$

式（5-10）可以写为

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} (L-M) & 0 & 0 \\ 0 & (L-M) & 0 \\ 0 & 0 & (L-M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \tag{5-12}$$

式（5-12）和直流电动机的电枢方程类似。因此，此类电动机称作无刷直流电动机。

电磁转矩方程为

$$T_e = [e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs}] \frac{1}{\omega_r} \tag{5-13}$$

非正弦波的反电动势 e_{as}、e_{bs}、e_{cs}如图 5-4 所示，转子和定子之间的互感变化也是非正弦的。因此难以从 a-b-c 坐标系转换为 d-q 坐标系。在直流无刷电动机中，

不进行坐标变换，相变量用来描绘电动机的动态性能。由动态方程得到的等效电路如图 5-5 所示。

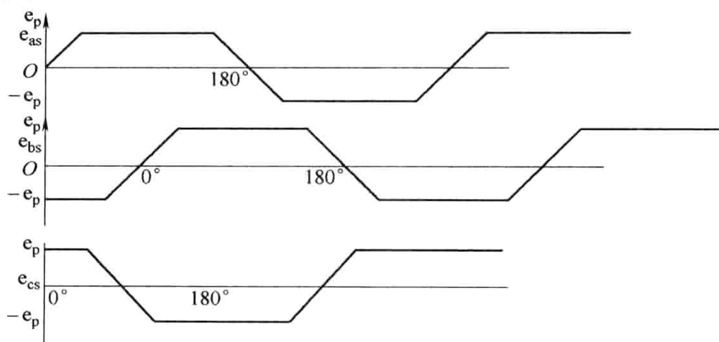


图 5-4　无刷直流电动机反电动势的波形

感应电动势可以用感应电压的峰值表示：

$$E_p = (Blv)N = (Blr\omega_r)N = \lambda_p\omega_r \tag{5-14}$$

式中，N 表示每项串联的导体的数目；l 表示导体的长度；r 表示转子的半径；v 表示速度；B 表示磁链密度。

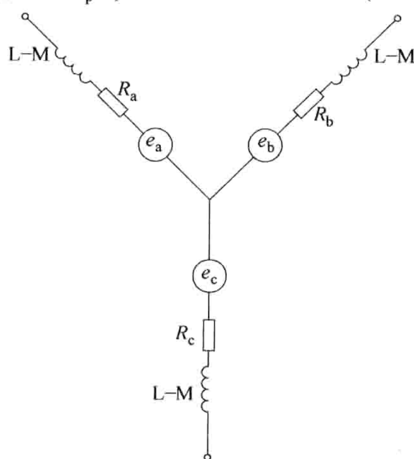


图 5-5　永磁无刷直流电动机的等效电路

电动机的运动方程如下：

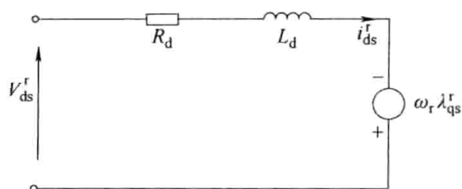
$$J\frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r = T_e - T_l \tag{5-15}$$

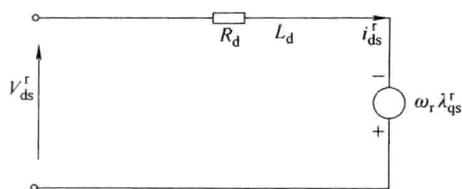
式中，J 为电动机的转动惯量；B 为摩擦系数；T_l 表示负载转矩。

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}L_m i_{dr}^r i_s \tag{5-16}$$

从式（5-16）可以清楚看到，如果转矩角保持在 90° 且磁通保持恒定，则转矩可以由定子电流的幅值控制。由永磁电动机的动态方程，直流无刷电动机的等效电路如图 5-6 所示。在稳定状态下，电流分量 i_d 和 i_q 是定值，如图 5-6 所示的动态等效电路可以简化为稳态电路，如图 5-7 所示。

永磁同步电动机的矢量控制策略如图 5-8 所示。位置传感器安装在电动机轴上用来连续测定转子位置 θ_r。转矩参考值是速度误差的函数，速度控制器为 PI 控制器。如果需要电动机快速响应可考虑使用 PID 控制器。转矩参考值可用来计算参考电流 i_{ds}^* 和 i_{qs}^*。用从 d-q 坐标系到 a-b-c 坐标系的坐标转换可以得到参考电流 i_{as}^*、i_{bs}^* 和 i_{cs}^*，电动机电流 i_a、i_b 和 i_c 由电流传感器测量得到。三个 PWM 电流控制器产生逆变器的触发信号。通过独立地调整电流的幅值和相位以及逆变器的直流电压，可以独立控制转矩和磁通。





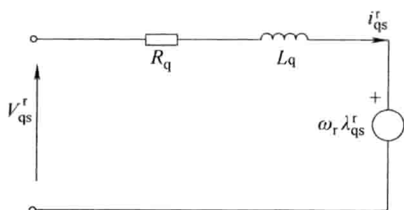


图 5-6 永磁电动机的等效电路（动态方程）

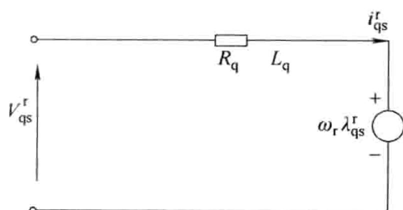


图 5-7 永磁同步电动机的等效电路（稳态方程）

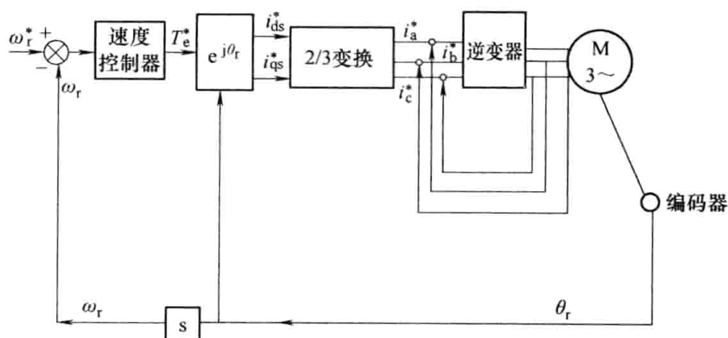


图 5-8 永磁同步电动机矢量控制框图

如图 5-9 所示的是另一种矢量控制方法，即通过调节电动机转子电流来控制转矩。

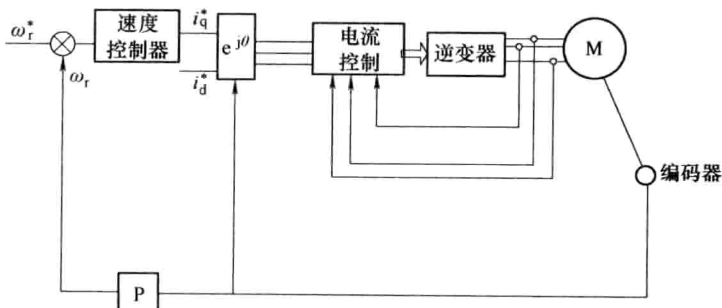


图 5-9 永磁同步电动机矢量控制框图

5.5　逆变器的驱动模式

无刷直流电动机是一种表面式永磁体非凸极电动机。由于全节距绕组集中在定子上，无刷直流电动机的感应电压为三相梯形电压波，如图 5-10 所示。在理想的情况下，反电动势波形的每个波峰应该大于等于 1200 ，以最大限度地提高所得到的输出转矩的平滑性，反电动势与速度成比例。

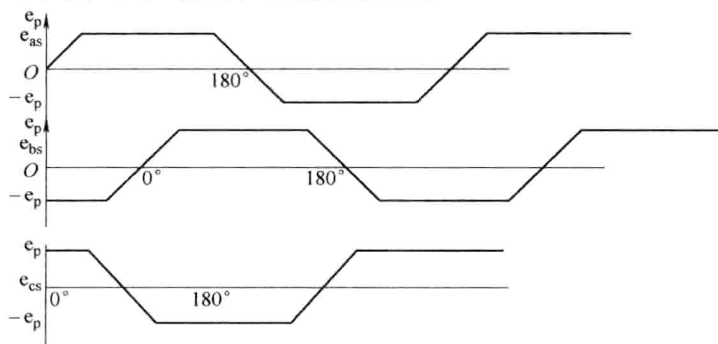


图 5-10　无刷直流电动机感应电动势的波形

设计无刷直流电动机专门用来产生几乎恒定的转矩，由于这类电动机运行在自控制模式，需要三相 PWM 逆变器，如图 5-11 所示。逆变器激发 PMBLDC 电动机有两个主要功能，其一是电子换向，即是直接激励，在每一时刻保持同步，并最大限度地提高输出转矩。逆变器的第二个功能是调节电流控制扭矩。变频器可以在下面三种模式下操作：

- 120°开关模式；
- 电压和电流控制 PWM 模式；
- 电流控制半波转换器模式。

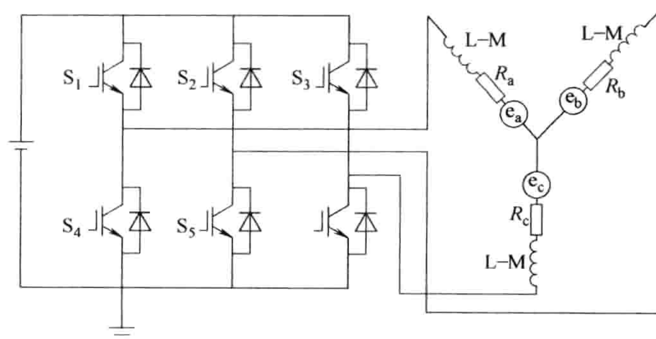


图 5-11　带 PWM 逆变器的无刷直流电动机

5.5.1 120°开关模式

由于无刷直流电动机的定子绕组是集中整距绕组，可以用方波电流控制方法对其控制。

无刷直流电动机的方波电流控制可以减少转矩脉动，无刷直流电动机基本上是一种换向直流电动机，并具有类似直流电动机的性能。逆变器6个开关 $S_1 \sim S_6$ 的连接见表5-1，这些开关以表中所示的方式开启，在一个序列中每个开关的导通时间为120°。任意时间两个开关导通，一个是上部组，另一个是下部组。电压和电流的波形如图5-19所示。对应一个开关周期的360°被分成6组，每组为60°。如果假设开关 S_1 和 S_6 导通，为 $t=0$ 时刻，供应电压 V_d 为A相和B相的串联。

电流 I_d 用于A相的正方向和B相的负方向。经过 $\pi/3$ 的间隔，S_6 打开，S_2 闭合。这时 S_1 和 S_2 导通，电压 V_d 施加在串联的A相合C相上，电流 I_d 继续经过A相但不经过C相。经过 $\pi/3$ 后，S_1 打开，S_3 闭合。每 $\pi/3$ 开关切换状态，每个开关保持闭合时间为 $2\pi/3$，其时序给出见表5-1：

表 5-1

S_1S_6	S_1S_2	S_2S_3	S_3S_4	S_4S_5	S_5S_6	S_1S_6

依据上表，需要位置传感器确定开关 $S_1 \sim S_6$ 打开关闭的时间和顺序。假设电流换向的时间只是瞬时的，在任何时间，只有两相绕组串联电流。因此，只利用了2/3的电动机容量。

在整个循环中，电动机的功率恒定不变，变频器在这里作为对位置敏感的电子换向器。由于本机具有与直流电动机相似的特性，因此它被称为无刷直流电动机。若要反转速度的话，需要改变开关的序列，使得开关相角有180°的移相。

5.5.2 电压和电流 PWM 控制模式

通过PWM斩波方法控制逆变器的开关可以控制电动机的电流和电压，如图5-11所示。有两种斩波方式：自由方式（Free Wheeling，简称FW）和反馈方式（Feedback，简称FB）。

FB方式中开关打开关闭控制平均电流和相应的平均电压。FW方式中只有一个装置打开关闭，其他装置则保持通电状态。如图5-11所示的电路，所有上组部开关 S_1、S_2 和 S_3 按照顺序闭合，而 S_4、S_5 和 S_6 按照顺序打开闭合。

5.5.3 半波逆变器电流控制

迄今为止所描述三相电动机的逆变器电路都需要四个开关和二极管。由于在大量的应用中，永磁无刷直流电动机的成本最小化是一个关键因子，如何降低逆变器成本是一重要课题。半波逆变器的拓扑结构提供了这种可能性，设计出小于六个开关数量的逆变器，从而降低了成本。

虽然可以设计每相只有单个开关的逆变器，但其却有缺点，即不能够在所有四个象限操作。因此，针对此类电动机，可以设计和使用每相多于一个开关而少于两

个开关的逆变器。

一种转换器的配置为二极管和四个开关，如图 5-12 所示。开关 T、二极管 D、电感 L、电容 Ç 经降压斩波器构成功率级的逆变器，通过它的输入电压是可变化的。由于每相绕组中只有一个开关，因此电流流向是单向的。

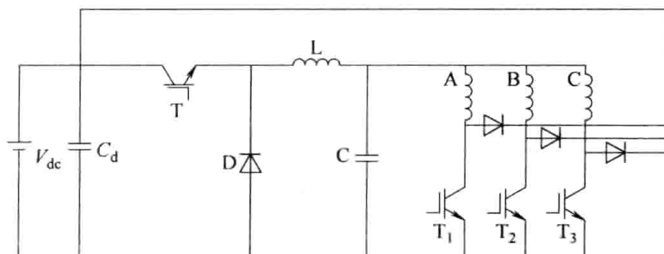


图 5-12　4 开关 PWM 逆变器的无刷直流电动机

电动机在第一象限中的运行解释如下：

当电源的相序是电动机三相绕组的相序，即 A-B-C 相序时，假设电动机沿顺时针方向旋转，当开关 T1 接通，电源电压 V_d与 A 相连接。这种情况下的等效电路如图 5-13a 所示。当开关 T1 关断以调节 A 相电流时，电流通过二极管 D_1，电源电压 V_d，电容 C，电压（V_i − V_{dc}）的作用如图 5-13b 所示。电压波形、电流波形和功率波形如图 5-14 所示。平均气隙功率和输入功率为正的情况下表明电动机正在运行。

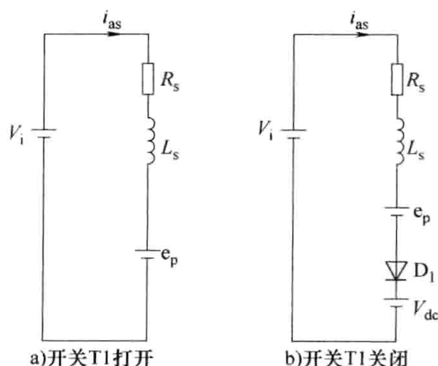


图　5-13

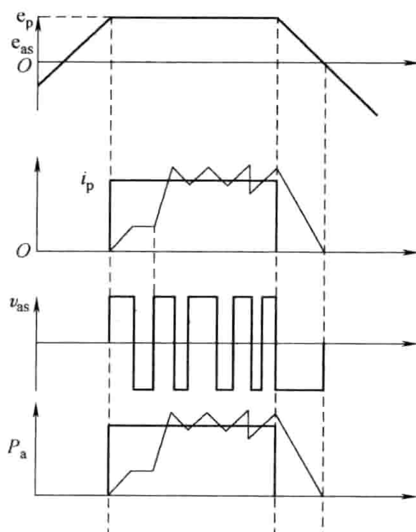


图 5-14　积分波形

为了改变电动机（第三象限）的运行方向，通电相序改变为 A-C-B。如果电动机是工作在发电模式下，可以在负恒定的电动势期间接通 T_1，使得负转矩转换为电能。这将导致负转矩、气隙功率和电动机运动方向是正的。因此，电动机工作在

第四象限具有再生制动功能，将电动机存储的动能转化为电源的电能。

由在转子上的位置信息和控制电流的极性接通响应的相位开关，如果相电流超出了参考电流，则调整相位开关。由于本机输入电压通过斩波开关 T 控制，很少使用相位开关调整电流，相位开关只是在换向过程中是关闭的。

优点：

- 对于三相永磁无刷直流电动机只需要四个开关和二极管就可以实现电动机四象限运行；
- 由于开关与相绕组串联，可避免击穿故障；
- 如果一个开关故障，电动机仍然由另外两个开关操作；
- 开关的额定值等于电源的额定电压；
- 只需要两个隔离电源。

缺点：

- 由于两级功率转换，转换效率低。

5.6 PWM 逆变器的速度控制

由 PWM 逆变器反馈的永磁无刷直流电动机的速度闭环控制系统如图 5-15 所示。定子侧转子极的边缘安装了一组三个低成本霍尔传感器，这些传感器会生成三个 120°的相移方波，这些脉冲的相位与各相电压相同。解码器电路用于这些方波转换成六步波。速度控制回路将电动机速度 ω_r 和参考速度 ω_r^* 比较得到参考控制电流 I_d^*，解码器电路产生参考相电流。实际相电流由滞后域控制跟随参考电流。任意时刻只有两相电流可用，一个带正极性，另一个为负极性。

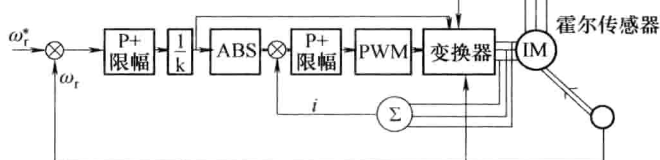


图 5-15 无刷直流电动机控制方案

例如，解码器电路使 A 相为正极性电流，B 相为负极性电流。A 相开关 S_1，B 相开关 S_6 同时接通以增加电流 i_a 和 $-i_b$。如果这些电流超过滞后域的边界，则两个开关同时关断。

5.7 永磁同步电动机的矢量控制

为了实现与直流电动机相媲美的性能，矢量控制可用于永磁同步电动机。与第 3 章异步电动机的矢量控制相比，永磁同步电动机的矢量控制较为简单。其简单的

主要的原因是，转子磁通被固定在转子参考坐标系的纵轴上，且磁通和定子参考坐标系坐标轴的夹角等于转角，而转角可以很容易用位置传感器测量得到。永磁同步电动机的矢量控制可由 5.3 节中电动机的动态模型得到。

用下面的电动机的 d-q 模型可以设计矢量控制器。如果用转子参考坐标系，在 d-q 坐标系下定子电流和电压给出如下：

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \sin\omega_r t & \sin\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\omega_r t & \cos\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \tag{5-17}$$

式中，i_{as}、i_{bs}和 i_{cs}表示三相定子平衡电流；ω_r 为转子速度。

同样可以得到 d-q 坐标系下的电压。如图 5-16 所示，δ 表示转子磁场和定子电流 i_s 之间的角度。定子电流可以表示为

$$i_{as} = i_s \sin\ (\omega_r t + \delta) \tag{5-18}$$

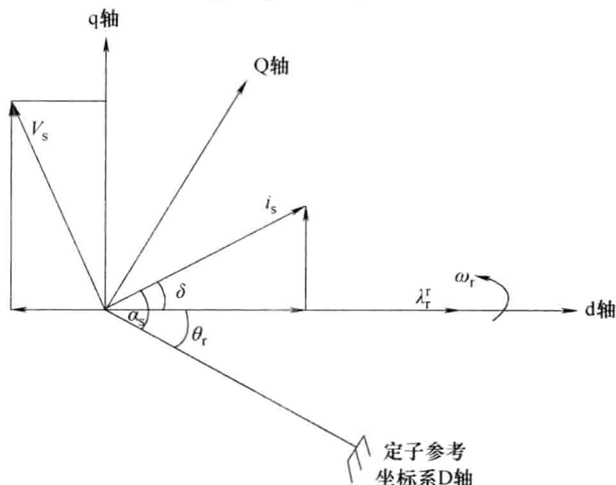


图 5-16　相量图

$$i_{bs} = i_s \sin\left(\omega_r t + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{5-19}$$

$$i_{cs} = i_s \sin\left(\omega_r t + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{5-20}$$

定子电流的 d-q 分量和转子电流之间的关系为

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} = i_s \begin{bmatrix} \cos\delta \\ \sin\delta \end{bmatrix} \tag{5-21}$$

转子参考坐标系中，对于给定的转矩和转子同步转速，δ 是一常数，因此电流分量是不变化的。将 i_{ds}和 i_{qs}代入式（5-7），可以得到转矩的表达式：

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\left[\frac{1}{2}(L_d - L_q)i_s^2\sin 2\delta + L_m i_{dr}^r i_s \sin\delta\right] \tag{5-22}$$

从式（5-22）可以看出，转矩取决于 $i_s\sin\delta$。因此，电流的 q 分量相当于直流电动机的电枢电流。

当 $\delta = \frac{\pi}{2}$时，转矩表达式为

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}L_m i_{dr}^r i_s \tag{5-23}$$

从式（5-23）可以看出，如果转矩角保持在 90°且磁通保持不变，可以通过控制定子电流的大小控制转矩。从永磁同步电动机的动力学方程，其等效电路如图 5-6 所示。在稳定状态下，i_d和 i_q是不变的。动态等效电路图 5-6 可以简化为图 5-7 所示稳态电路。

永磁同步电动机的矢量控制方案如图 5-8 所示。位置传感器安装在电动机轴上，转子位置由传感器连续检测。转矩给定值是速度误差的函数，速度控制器是一个 PI 控制器。如果所需的响应速度快，也可以使用 PID 控制器。转矩给定值可以用来计算参考电流 i_{qs}^* 和 i_{ds}^*，然后运用 d-q 到 a-b-c 的坐标变换得到参考电流 i_{as}^*、i_{bs}^*和 i_{cs}^*。同时也由电流传感器测量得到电动机电流 i_a、i_b和 i_c。三个 PWM 电流控制器产生逆变器的触发信号，通过各自调整和电压相关的电流的大小和相角，可以独立控制转矩和磁通。

而另一个控制方案如图 5-9 所示，在转子参考坐标系中调节电动机电流。如前一方案，用位置传感器得到转子位置。测量出三相电流并转化成转子参考坐标系，使用转子位置作为反馈信号，测量电流和参考电流比较，在转子参考坐标系中由积分器进行控制。在这一方案中，需要连续将转子 d-q 坐标系转换到定子坐标系。因此转子位置传感器是必不可少的，这是此方案的缺点。

从转矩方程（5-23）看出，为控制电动机转矩，需要精确控制 i_{dr}^r和 i_{qr}^r。对于表面磁铁同步电动机，因为大气隙 $L_d \approx L_q$，使 i_{dr}^r必须保持在零电平。嵌入式磁铁电动机，其 $L_q > L_d$，这就要求 i_{dr}^r和 i_{qr}^r必须同时加以控制，从而得以控制转矩。以下为几种转矩控制运行模式。

5.8 控制方式

由于永磁同步电动机速度控制器需要参考转矩，参考电流 i_{ds}^*和 i_{qs}^*选自转矩方程。因此，我们需要一个方程来得到 i_{ds}^*和 i_{qs}^*。

转矩方程可以用优化准则获得，即

- 恒转矩角度控制；
- 单位功率因数控制；

- 每安培最大转矩控制；
- 弱磁控制。

5.8.1　恒转矩角度控制

在图 5-16 中，转矩角 δ 表示定子电流相量和转子磁场之间的角度。在恒转矩角度控制中，转矩角保持在 90°，在此条件下定子电流的直流分量 i_{ds}^r（磁通产生的部分）等于零，而只有产生转矩的分量 i_{qs}^r。转矩方程（5-22）可写为

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_{ds}^r i_{qs}^r) \tag{5-24}$$

由 $i_{ds}^r = 0$，有 $i_{qs}^r = i_s$，则

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_{ds}^r i_s) \tag{5-25}$$

每单位电流的转矩为

$$\frac{T_e}{i_s} = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\lambda_{ds}^r \tag{5-26}$$

为了获得恒转矩角度控制标准，将转矩用定子电流分量的函数表达为标准形式。定义基转矩为

$$T_{eb} = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_{ds}^r i_b) \tag{5-27}$$

转矩的标准形式为

$$T_{en} = \frac{T_e}{T_{eb}} = \frac{i_s}{i_b} = i_{sn} \tag{5-28}$$

方程（5-28）表示的标准转矩等于每单位定子电流矢量。忽略的定子电阻的相量图如图 5-17 所示。矢量控制框图如图 5-18 所示。从速度控制回路获得定子控制电流 $i_{qs}^{r*} = i_s^*$。电动机驱动状态极性为正，发电状态极性为负。将转子中的参照坐标系中的定子电流用转子位置信号 $\cos\theta_e$ 和 $\sin\theta_e$ 可以转换到定子坐标系中。利用这个方法可控制逆变器的定子电流等于参考电流。

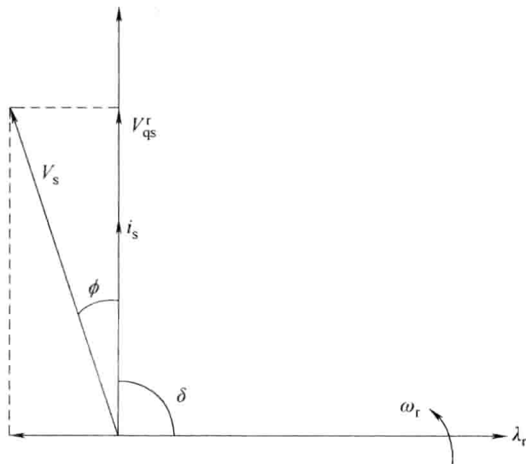


图 5-17　恒转矩角度控制的相量图

5.8.2　单位功率因数控制

单位功率因数的控制方程可由图 5-16 所示的相量图得到。单位功率因数的控制方法为控制电流 i_{ds} 和 i_{qs}，使得作为电动机变量的转矩角有 $\cos\phi = 1$。

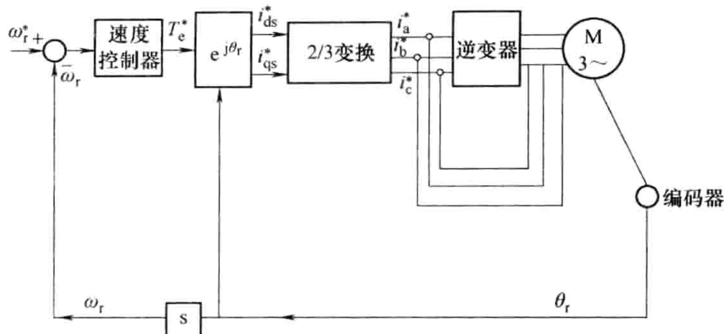


图 5-18 永磁同步电动机矢量控制框图

转子参考坐标系中的定子电流为

$$i_{qs}^r = i_s \sin\delta$$

$$i_{ds}^r = i_s \cos\delta$$

由输入电动机的功率可以得到功率因数 $\cos\phi$。

$$P = 3v_s i_s \cos\phi = T_e\omega_r$$

或者有

$$\cos\phi = \frac{T_e\omega_s}{3v_s i_s};\quad v_s = \omega_r\lambda_s$$

且

$$i_s = \sqrt{(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)} \tag{5-29}$$

如果功率因数 $\cos\phi = 1$，代入式（5-29），并将用电动机参数表示的转矩和定子电压代入下式。

$$1 = \frac{\left(\frac{L_{ds}}{L_{qs}} - 1\right) i_{ds} i_{qs}}{\left(i_{ds}^2\left(\frac{L_{ds}}{L_{qs}}\right)^2 + i_{qs}^2\right) + \sqrt{(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)}} \tag{5-30}$$

$$1 = \frac{\left(\frac{L_{ds}}{L_{qs}} - 1\right)}{\left(\left(\frac{L_{ds}}{L_{qs}}\right)^2 + \tan^2\delta\right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{1}{\tan^2\delta} + 1\right)^{\frac{1}{2}}} \tag{5-31}$$

转矩角 δ 可以由式（5-31）计算得到。

5.8.3 每安培最大转矩控制

由控制转矩 T_e^* 获取 i_d^* 和 i_q^* 的常用方法之一是优化单位定子电流的转矩。这种控制方法能够最佳利用逆变器，使得电动机的效率也最大化但是无法保证最好的

瞬态响应。每单位定子电流的转矩由式（5-32）给出：

$$T_{en}=i_{sn}\left[\sin\delta+\frac{1}{2}(L_{dn}-L_{qn})i_{sn}\sin2\delta\right]\quad(\text{p. u.})\tag{5-32}$$

每安培转矩如下：

$$\frac{T_{en}}{i_{sn}}=\left[\sin\delta+\frac{1}{2}(L_{dn}-L_{qn})i_{sn}\sin2\delta\right]\tag{5-33}$$

由式（5-33）的微分为零可以得到 T_{en}/i_{sn}的最大值。

这种控制方法的实现同样如图 5-18 所示。速度控制回路生成转矩控制信号 T。用函数发生器，由转矩控制信号 T 产生控制电流 i_d^* 和 i_q^*。函数发生器利用了每安培最大转矩下的定子电流和转矩之间的关系。绝对位置信号 θ_r 用来将 i_d^* 和 i_q^* 转换为静止定子的电流 i_a^*、i_b^* 和 i_c^*。

5.8.4　弱磁控制

在 PWM 电流控制模式下，当电动机工作在恒力矩区域时，如果速度增加，电源电压必须增加。有逆变器的电压的有效峰值为

$$\frac{2V_d}{\pi}$$

式中，V_d为变频器的直流母线电压。

如果速度升高超过了逆变器的额定最大值，则应用弱磁控制。弱磁控制的基本思想可以理解为最大转速与定子电流幅值之间的关系。为了减小磁通量，基于逆变器的最大电流和电压限制，可以获得定子电流的弱磁部分。

稳定状态下定子电压的标称值为

$$v_{sn}^2=\omega_{rn}^2\{(1+L_{dn}i_{dsn}^r)^2+(L_{qn}i_{qsn}^r)^2\}\ \text{p. u.}\tag{5-34}$$

这里的电压和电流相量是逆变器能够提供的最大值，可以假定为常数。由于磁通受定子电流 i_{sdn}的纵轴分量控制，可以证明定子电流的纵轴分量 i_{sn}为定值。从式（5-34）可以看出，它只有两个变量 ω_m 和 i_{sdn}。假设转子的转速是可用于反馈，则 i_{sdn}可以得到。一旦 i_{sdn}已知的，i_{sn}恒定，就可得到 i_{sqn}。这样定子控制电流就可用 d-q 到 a-b-c 的坐标变换得到。转矩角 δ 的方程式为

$$\delta=\arctan\left(\frac{i_{qsn}^r}{i_{dsn}^r}\right)\tag{5-35}$$

5.9　永磁电动机的直接转矩控制

异步电动机的直接转矩控制方法中，假定转矩与施加的电流成正比，而对于永磁电动机而言，这一假设可能是不正确的，因为它只有一个转矩来源。永磁同步电动机可被认为是一个恒定励磁电流的同步电机。

另外，还必须考虑以下差异：

- 永磁同步电动机的定子电感是相当低的；
- 横轴电感大于等于纵轴电感；
- 通常采用无阻尼绕组。

在直接转矩控制的永磁同步电动机的转矩分为三部分，分别是

- 齿槽转矩；
- 磁阻转矩；
- 互感转矩。

转子磁场和定子槽的相互作用所产生的齿槽转矩和定子电流无关。因为有气隙的差异，从而提出了磁阻转矩的概念，磁阻转矩和电流无关。互感转矩是唯一和转子磁场及定子电流相关的部分。由于表面式永磁电动机的气隙较大，因此定子电流对转子磁场比对互感转矩的影响要小。因为表面式永磁电动机的气隙均匀，所有磁阻转矩和齿槽转矩也较小。

基于直接转矩控制方案的框图如图5-19所示。通过触发一个或多个PWM电压型逆变器的电压矢量，可得到一个基本的直接转矩控制。依据定子磁通空间矢量变化方向和施加的电压方向相同的原则，得到一个最优的开关表。要检测定子磁通空间矢量和转矩误差就要估算这些变量，直接转矩控制的关键因素就是对定子磁链的估算。在前面异步电动机定子磁链的估算的方法中，定子磁链用电压模型估算方程如下式（5-36）表示。

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\lambda}_{\mathrm{s}}}{\mathrm{d}t}=v_{\mathrm{s}}-R_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{s}} \tag{5-36}$$

转矩为

$$T_{\mathrm{e}}=\frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_{\mathrm{ds}}^{\mathrm{r}}i_{\mathrm{s}}) \tag{5-37}$$

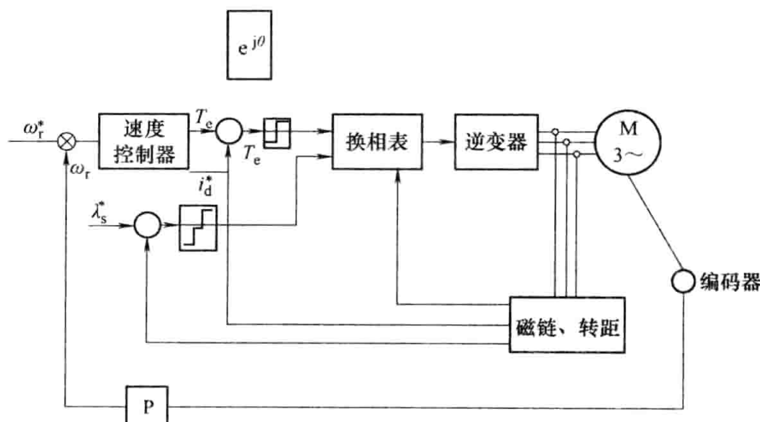


图5-19　永磁电动机的矢量控制框图

由于这种模型在低频时是不可用的，为克服这个问题通常要加入一些其他补偿。在同步电动机中，使用电流模型可以计算定子磁链。然而，同步电动机的转子磁链由电流或者永磁体产生，转子磁链和定子数量无关。如果转子位置已知则可确定转子磁链，但是这样就必须要用到转子角度。

直接转矩控制的基本原理是用预先定义的开关表选择合适的电压矢量，选择电压矢量基于定子磁链和转矩的滞环控制。

参考定子磁链和转矩值分别与滞后的磁通和转矩进行比较。磁通控制器是一个两电平比较器，转矩控制器是一个三电平比较器。如果将转矩迟滞比较器的输出记为 τ，则 $\tau=-1$ 表示转矩的实际值高于参考值并在滞环限制之外；$\tau=1$ 表示转矩的实际值小于参考值并在滞环限制之外；$\tau=0$ 表示转矩在滞环限制范围内。

磁通滞环比较器的输出用 λ_s 表示，如果 $\lambda_s=0$，则意味着磁通的实际值高于参考值并超过滞环限制；如果 $\lambda_s=1$，则表示磁通的实际值小于参考值并超过滞环限制。

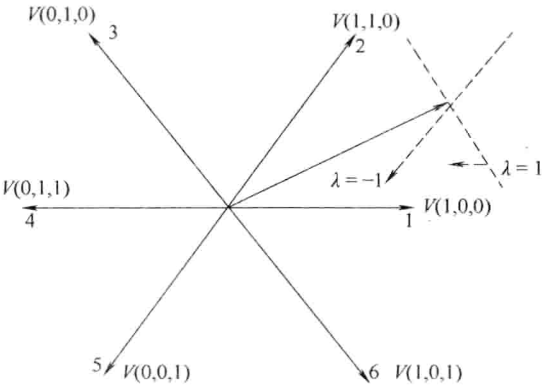


图 5-20　电压矢量选择

空间矢量 PWM 逆变器是用从磁通和转矩比较器的输出选择适当的电压矢量。这种逆变器具有 8 个允许开关状态，其中 6 个是活跃状态，2 个是零或无效状态。电压矢量平面被分为 6 个扇区，使各电压矢量将所在区域划分为两个相等的部分，如图 5-20 所示。在每个扇区 6 个非零电压矢量和零矢量中的 4 个可用。将所有的可能的排列制成开关表，见表 5-2。

表　5-2

		$R(1)$	$R(2)$	$R(3)$	$R(4)$	$R(5)$	$R(6)$
$\lambda_s=1$	$\tau=1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$\tau=0$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$
	$\tau=-1$	$V_6(101)$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$\lambda_s=0$	$\tau=1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	$\tau=0$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$	$V(000)$
	$\tau=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

逆变器上的电压分为两组。如果正极性开关导通则如表 5-2 中 $\lambda_s=1$ 的部分。如果负极性开关导通，则如表 5-2 中 $\lambda_s=0$ 的部分。例如：V_1（100）表示正极性

开关1导通，负极性开关2和3的导通。定子磁通控制器控制定子磁通沿着参考轨迹运行。转矩控制器确定零电压矢量的持续时间，保持转矩在所定义的滞环内。在每个采样时间，电压矢量选择模块选择适当的开关状态。Takahashi 和 Noguchi 提出的控制表如表5-1所示。

5.10　永磁电动机的无传感器控制

永磁同步电动机的理想反电动势是正弦波形式，绕组的正弦波电流可生成很小脉动的恒转矩。为了应用逆变器的正弦电流，电动机需要连续的转子位置反馈。使用机械位置传感器的弊端众所周知，因此许多场合选用无位置传感器的电动机。

通常有两种使用系统数学模型的方法估算转子位置。表面式永磁电动机 PWM 逆变器的输出电压积分可以得到定子磁通，由电流角度可以计算转子位置。这一估算方案是开环估算，对系统参数的不稳定性和电压漂移较为敏感。因此，使用低通滤波器代替纯积分，但这会导致在低转速下转子位置估算延迟。

运用下面的方程，可以从测量的定子线电压和定子相电流得到电动势空间矢量。

$$e_{L}=v_{L}-R_{s}i_{L}$$

磁链的空间矢量由下式得到

$$\lambda_{L} = \int e_{L}\mathrm{d}t$$

磁通的相角可以由它的实部和虚部得到

$$\theta_{\lambda L}=\arctan\left(\frac{\lambda_{LI}}{\lambda_{LR}}\right)$$

一旦得到磁通角度，依据期望的控制方法，可以得到相电流的同步控制。如果期望得到统一的功率因数，电流空间相量 i_s 必须使得定子磁通矢量为90°，或者 λ_L 为60°。

嵌入式永磁电动机电感作为转子位置函数，变化比较显著。电动机q轴的电感要远远大于沿d轴的电感，永磁电动机的电感可以由测得的电压和电流来计算，计算出的电感利用查找表用于估算转子的位置。查找算法是找出查找表中最接近计算值的电感值，所有阶段的电感都存储在查找表中。自感的变化包括转子位置，用另一种方法得到，即在电动机的一相绕组上施加可变频率的正弦信号，测量终端的电压和电流。测量相绕组自感用来给出近似模型进线端的等效电阻和电感。测量绕组间的互感的变化采用第二种方法，该方法是用测量的电流作为反馈信号，形成一个闭环观测器，因而具有更好的鲁棒性。

5.10.1　由测量的电压和电流获得位置

利用定子电压和电流信号得到磁链位置信号是最简单的方法，通过这一方法可

以控制定子电流的相角。电动机的矢量控制框图如图 5-21 所示。利用测量电压和电流由式（5-38）得到定子磁链空间矢量。

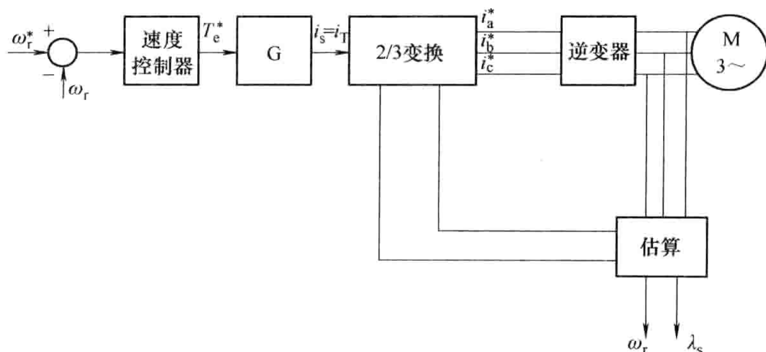


图 5-21　永磁电动机矢量控制框图

$$\theta_s = \theta_{\lambda L} + \frac{\pi}{3}$$

$$\lambda_{ds} = \int (v_{ds} - R_s i_{ds})\,dt \tag{5-38}$$

$$\lambda_{qs} = \int (v_{qs} - R_s i_{qs})\,dt \tag{5-39}$$

$$|\lambda_s| = \sqrt{(\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2)} \tag{5-40}$$

$$\cos(\theta_r + \delta) = \frac{\lambda_{ds}}{|\lambda_s|} \tag{5-41}$$

$$\sin(\theta_r + \delta) = \frac{\lambda_{qds}}{|\lambda_s|} \tag{5-42}$$

$$\omega = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{(v_{qs} - i_{qs}R_s)\lambda_{ds} - (v_{ds} - i_{ds}R_s)\lambda_{qs}}{|\lambda_s^2|} \tag{5-43}$$

用式（5-43）来获得电动机速度的估算值。利用常用的坐标变换，可以从相电流得到电流的 d-q 分量。虽然，本例中用了单位功率因数控制方法，做一些小的修正，任何其他的功率因数控制也可用于控制电动机。

对于电动机的低速运行，电压和电流的速度估算是无效的。因此，这个方法控制速度一般会超过基本速度的 10%。

5.10.2　由测量的电感变化获得位置

嵌入式永磁电动机电感作为转子位置函数，变化比较显著。电动机 q 轴的电感要远远大于沿 d 轴的电感。永磁电动机的电感可以通过实际测出的电压和电流来计算。

2 极电动机定子绕组 a、b、c 相的自感可参考第 2 章中凸极同步电动机的相关

描述，这里给出如下式表示：

$$L_{aa}=L_1+L_2\cos2\theta_r \tag{5-44}$$

$$L_{bb}=L_1+L_2\cos\left(2\theta_r+\frac{2\pi}{3}\right) \tag{5-45}$$

$$L_{cc}=L_1+L_2\cos\left(2\theta_r-\frac{2\pi}{3}\right) \tag{5-46}$$

式中，L_1等于自感加一个由于基本气隙磁场引起的磁化电感；L_2等于由于转子位置引起的定子自感分量；θ_r为转子的电气角度。互感也随转子位置变化，表示如下：

$$L_{ab}=-L_3-L_2\cos2\left(\theta_r+\frac{\pi}{6}\right) \tag{5-47}$$

$$L_{bc}=-L_3-L_2\cos2\left(\theta_r-\frac{\pi}{2}\right) \tag{5-48}$$

$$L_{ac}=-L_3-L_2\cos2\left(\theta_r-\frac{\pi}{6}\right) \tag{5-49}$$

计算出的电感利用查找表来估算转子的位置，查找算法是找出查找表中最接近计算值的电感值，所有阶段的电感都存储在查找表中。自感的变化包括转子位置，用另一种方法得到，即在电动机的一相绕组上施加可变频率的正弦信号，测量终端的电压和电流。测量相绕组自感用来给出近似模型进线端的等效电阻和电感。

第二种方法是用测量电流作为反馈信号形成闭环观测器的方法，该方法具有更好的鲁棒性。扩展卡尔曼滤波方法是一个功能更强大的方法，提供了更好的速度估算方法。电动机模型是静止坐标系或者同步旋转坐标系下的模型。

5.11 无刷直流电动机的无传感器控制

无刷直流电动机的无传感器控制比较简单。无传感器控制的常用方法之一是通过检测端子感应电压进行控制，可以很容易测量到电动机端子电压 V_{ag}、V_{bg}和 V_{cg}，如图 5-17 所示。相电压可以由端子电压减去 DC 偏置电压（$0.5V_d$）得到，由此得到的中性点电压是梯形波的。在过零点时感应电动势到达恒定区域，该相通电。利用这些电压积分可以得到近似的三角波。由零交叉点开至 30°对应的积分器的输出被称为阈值，此阈值与转子速度是独立的。这种方法唯一的缺点是保持或者接近零速时，没有或者是有很小的感应电动势，这就意味着无法获知位置信息。因此，在接近零速时需要另一种方法来获得位置信息。

三次谐波电动势检测：

还有一种确定转子的位置并生成控制信号的方法，是检测定子绕组中三次谐波的感应电动势。

如果用三相四线星形联结系统，三次谐波感应电动势可用五个电阻获得。平衡星形联结的电阻 R 与逆变器的输出端连接，建立一个中性点，如图 5-22 所示。两个电阻 R_d 连接在直流电源上，以建立一个直流电源的中性点。三次谐波 V_{nN} 的电压波形近似三角形。如果电动机的中性点不可用，则三次谐波电压可由直流电源的汇总点 O 和中性点 N 得到。

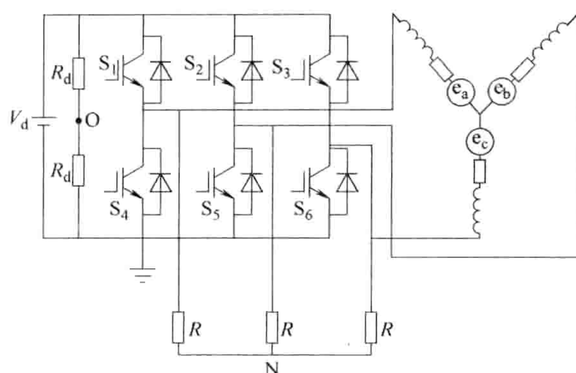


图 5-22　得到三次谐波电压的电路连接

三次谐波电压波形整合后获得近似正弦波形，正弦波滞后三角波 π/2（见图 5-23）。该正弦波由负转正的过零点为逆变器上半部分（S_1、S_3 和 S_5）的瞬时换向点，如图 5-17 所示。由正到负的过零点为逆变器下半部分的瞬时换向点。梯形电压波形的过零点是同步所必需的。

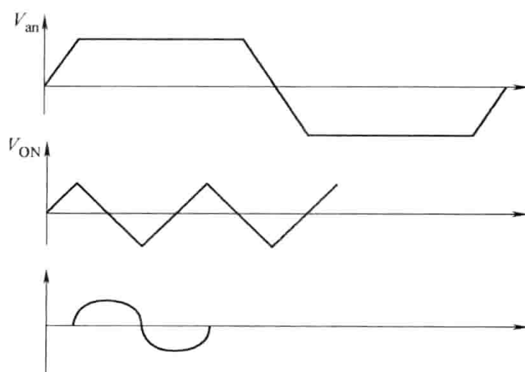


图 5-23　利用三次谐波电压进行逆变器切换

参考文献

[1] Krishnan, R.: Electric Motor Drives, Modeling Analysis and Control. Prentice Hall, Englewood Cliffs (2001)

[2] Jahns, T.M.: Motion control with permanent magnet AC machines. Proceedings of IEE 82, 1241–1252 (1994)

[3] Pillay, P., Krishnan, R.: Modeling, simulation and Analysis of Permanent magnet motor drives part I, The permanent magnet synchronous motor drive. IEEE Transaction Industry Application 25, 265–273 (1989)

[4] Pillay, P., Krishnan, R.: Modeling, simulation and Analysis of Permanent magnet motor drives part II, The brushless DC motor drive. IEEE Transaction Industry Application 25, 274–279 (1989)

[5] Rahman, M.A., Zhou, P.: Analysis of Brushless Permanent magnet Synchronous motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics 43(2), 256–267 (1996)

[6] Bose, B.K.: High Performance Inverter fed Drive System of an Interior Permanent magnet Synchronous machine. IEEE Transactions on Industry Application 24, 987–997 (1988)

[7] Jahns, T.M.: Torque production in permanent magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation. IEEE Trans. on Ind. Application 20, 803–813 (1984)

第 6 章　开关磁阻电动机传动系统（SRM）

6.1　简介

磁阻电动机的工作原理很早便已经被人们所了解。1838 年苏格兰便已经出现了用这种电动机驱动的火车。在可变磁阻电动机基础上发展出来的步进电动机于 1920 年已被 CL Walker 发明并申请专利。对于现代开关磁阻电动机的基本概念介绍最早由 SA Nasar 发表于 1969 年的 IEE 期刊中。在 20 世纪 70、80 年代，由于快速开关元器件的出现，这类电动机得以迅速推广。得益于其简单牢固的拓扑结构，磁阻电动机在消费品行业、汽车行业以及国防工业行业内均有应用。目前，磁阻电动机仍被福特汽车应用于其电子助力转向系统内。限制其研发速度的主要原因是磁阻电动机需要特殊的设计以及额外的速度控制传感器。此外，转矩波动以及噪声问题也是这类电动机的主要缺点。在近些年间，随着各种不足之处被逐渐克服，得益于优化的设计、无速度传感器系统的研发以及越来越多的制造商开始生产，磁阻电动机的应用得以更加广泛。开关磁阻电动机具有众多优点，例如：高效、功率覆盖范围广、可应用于严酷工况下等。

6.2　结构

开关磁阻电动机具有凸极型定子及转子（双凸极）结构，这种电动机转子上无励磁绕组或永磁部分。定子凸极结构上载集中线圈并由直流电压脉冲顺序激励，转子则为被动形式，由不含绕组或永磁部分的层叠式磁性材料构成。定子极数 $P_s = 2mq$，式中，m 为相数，每一相由分布在 $2q$ 定子极数上的集中线圈构成，转子上的极数为 P_r。开关磁阻电动机的结构形式多样，有单相、两相、三相、四相，甚至多于四相的形式存在。然而，最为常见的形式则有 6/4 极三相以及 8/6 极四相等，其中 8/6 极四相的结构如图 6-1 所示。如果对转矩波动要求更加严格，则可采用五相、六相式电动机。同理，如果 $q = 2$ 或 3，则对应三相电机有 12/8 极以及 18/12 极结构可选。综上

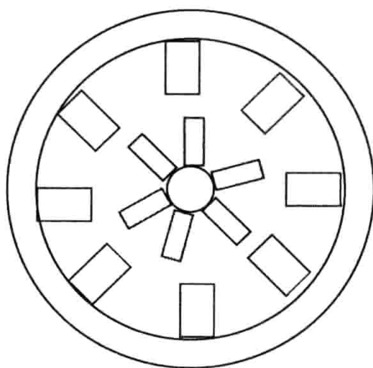


图 6-1　8/6 极开关磁阻电动机

所述，磁阻电动机定子和转子极弧角 β_s 及 β_r 的选择是电动机设计时需考虑的重要因素。通常在设计中采取定子极弧角 β_s 略小于转子极弧角 β_r 的方式。由于开关磁阻电动机磁路均匀对称，因此即使在饱和情况下各相绕组间互感磁链也基本趋近于零。每相绕组的自感是负责产生转矩的唯一因素。因而，磁阻电动机与其他所有类型的电动机相比，均具有更高的容错能力。

开关磁阻电动机具有简单且牢固的结构形式。定子及转子均由层叠堆钢片构成，其中定子的绕组线圈均集中缠绕，每一极上的绕组均与其径向对面的绕组相连从而构成定子的一相。磁阻电动机的基本运行原理是相同的，即定子和转子均寻求最小的磁阻位置。在该位置下，定子励磁最大化。某一时刻，当电动机的一相处于激磁位置时，其最近的转子极将产生驱动自身向所生增强磁场的方向运动对中，该位置则被称为对中位置。为了实现连续的旋转，需要顺序地控制定子各相电流的通断。由于其转子运动需要依赖于连续的控制定子绕组电流的通断进而控制磁阻的变化，因此这类电动机被统称为开关磁阻电动机。

在结构设计中磁阻电动机既可以支持轴向磁场形式，也可以是径向磁场形式。其中轴向磁场开关磁阻电动机适用于对整机长度有严格限制的应用场合，例如吊扇、推进器等。径向磁场式开关磁阻电动机又可分为短磁路或长磁路两种形式。短磁路型磁阻电动机具有低铁心损耗的显著优点，但同时也具有高互感的不足之处。

不论哪一种类的开关磁阻电动机，其开关的顺序均取决于转子各极的位置。因此，准确地感知转子位置对于磁阻电动机的正常运行至关重要。可是在电动机内增加相应的位置传感器的同时意味着系统复杂性及造价的提高，这也是磁阻电动机应用受到限制的主要原因。然而在最近 15 年间，由于相继出现了几种不依赖速度传感器的控制方式，使得磁阻电动机在调速驱动领域的适用范围更加广泛。

单相的开关磁阻电动机由于其具有极为简单的结构以及更加低廉的制造成本，因而同样被应用在许多高速以及自动化驱动的场合中。由于结构简单，开关磁阻电动机能够运行在极高的转速下，其最高转速往往不受本身的限制而仅取决于逆变器的开关响应速度。单相开关磁阻电动机的定子和转子极数有 2/2 极、4/4 极、6/6 极、8/8 极等多种类型。定子绕组在其角度与转子各极未对中时均处于通电状态，当定子和转子各极对中时定子绕组电流关断。由于惯性因素，转子此时会继续旋转进而在非对中位置时生成转矩。

由于上述特点，在单相开关磁阻电动机起动时往往会存在一个问题，即如果定子和转子各极处于对中位置则无起动转矩生成。通过在定子上装永磁体产生一个固定的推力可以避免转子静止时停在该位置进而解决了以上问题。当然，以上解决方式造成的缺点也是显而易见的，即额外的铁心投入以及更大的空间需求。其他解决起动问题的方法包括：将某一极从原始位置偏移 $20/P$ 角度，其中 P 为定子极数，或者调整定子各极形状实现气隙间隔的差别等。

6.2.1 线性开关磁阻电动机

目前，开关磁阻电动机已经可以作为直线电动机或旋转电动机使用，其中旋转电动机被进一步归类为轴向磁场或径向磁场电动机的范畴。径向磁场电动机的磁路与电动机轴垂直即沿着圆柱形电动机轴的半径方向，而轴向磁场电动机的磁路则是沿着转子轴向。线性开关磁阻电动机被认为更加适合于机床驱动电动机，因为这类设备一般不设减速箱或其他类型的将旋转运动转化为直线运动的机械设备。线性开关磁阻电动机的绕组既可设置在固定部分上也可以设置在旋转部分上，其固定部分被称为定子或轨道，运动部分则被称为转换器。线性开关磁阻电动机有两种不同的结构配置，这与轴向及径向磁场旋转式开关磁阻电动机相似。线性磁阻电动机分为纵向及横向磁场类型的电动机。

如图6-2所示，纵向磁通及横向磁通电动机的绕组均位于定子上。有源定子式电动机具有静止绕组便于供电的显著优点。纵向磁通式电动机是径向磁通式旋转电动机的线性拓展。开关磁阻电动机的机械结构简单牢固，且由于磁通与转换器（即转子）运动方向一致，因而具有更小的涡流损耗。而横向磁通电动机的磁通方向与转换器（转子）的运动方向垂直，因此在磁心内会产生一感应电动势。由于该感应电动势的存在，因此这类电动机具有相对较高的涡流损耗。

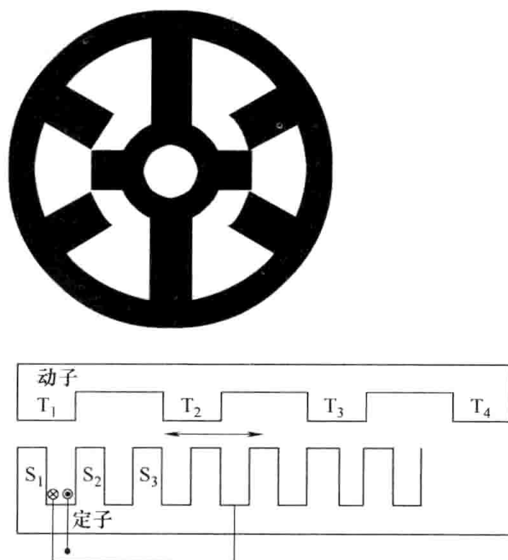


图6-2 三相纵向直线式开关磁阻电动机

线性开关磁阻电动机的结构可以是双定子单转子形式，也可以是双转子单定子形式，这类电动机称为双边直线开关磁阻电动机。由于它并不能像单边直线电动机那样产生净悬浮力，因而不能应用在磁悬浮系统中。单边直线电动机与双边电动机相比具有更高的感应系数以及更低的磁力密度。

线性开关磁阻电动机的运行原理与旋转式开关磁阻电动机相同。当电压施加在一对定子绕组上时，转换器（即转子）倾向于运动到与定子绕组励磁磁通轴向重合的方向旋转。该位置被称为完全重合位置，即对中位置，此时相自感系数最大。通过顺序控制定子绕组电流的通断，实现转换器的向前或向后运动。

6.3 基本运行原理

开关磁阻电动机的转矩生成可由其磁化特性进行解释，如图6-3所示。假设某

线性磁路，任意转子位置上均有磁通量与相电流成比例关系。在图 6-3 中，在任意位置（角度）θ 下均有电感值 $L=\lambda/i$ 为恒定值，与电流大小无关。随着电动机的旋转，定子每相均经历周期性的电感变化，其每相自感量随转子位置产生的这种变化如下图 6-4 所示。在每一个电周期的相应阶段，自感系数具有正向变化斜率；对应该电周期的另一阶段，自感系数斜率为负；而在该周期的其他时间段内，自感系数变化率为零。在图 6-4 中可见电感 L 最大值出现在转子极轴与定子极轴处于完全重合位置时，两者处于相对最远位置时 L 最小。因而电感值可看做转子位置的函数，与电流大小无关。

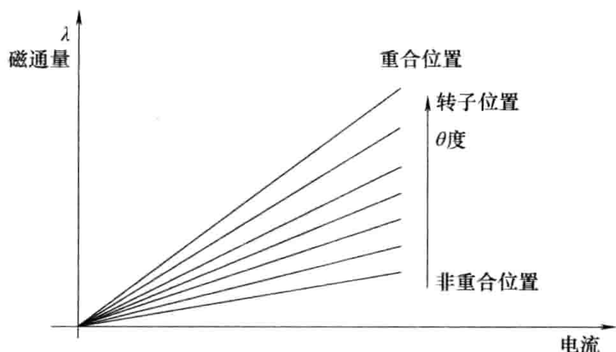


图 6-3　直线式开关磁阻电动机的磁化特性曲线

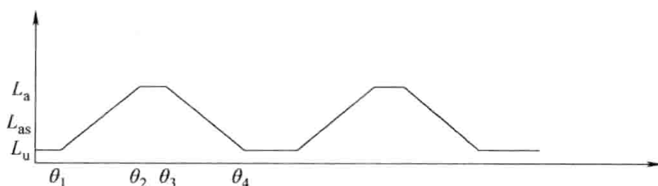


图 6-4　电感对应转子位置曲线

如上图 6-4 所示，电感对应转子位置曲线包含四个不同的区域。每一区域均与转子极轴和定子极轴间的相对位置对应。A 区域中，从相对夹角 θ_1 开始，转子极开始移动至定子极下，直至在 θ_2 处两极完全重叠。在该区域内，电感值随转子角度而增大，在 θ_2 处达到最大值，该处即为完全重叠位置。在该区域内定子绕组外加电流产生正向转矩。

B 区域由 θ_2 运动至 θ_3，转子极轴运动并未改变其与定子极轴的完全重叠状态。因此磁路仍主要经过定子和转子铁心构成的通路，电感 L 在此期间保持最大值。由于电感值保持不变，因此虽有外部供电但并无转矩产生。

C 区域由 θ_3 运动至 θ_4，是转子极前端与定子极的尾端重叠，但离开完全重叠的区域。电感因此随转子的位置而逐渐减小直至其最小值。如果在此期间绕组内施加有电流，则会相应产生负向转矩。转子因此将会向相反的方向移动。此时绕组内

电流的方向并不重要，因为转子总还是会向着寻求其最小磁阻的位置运动。

在 D 区域内，定子和转子极完全互不重叠，磁路只能经由此时的气隙间隔。因此，这时的电感保持最小值且无转矩生成。

考虑到磁化饱和现象的存在，实际电感曲线并不能完全达到如图 6-4 所示的理想化情况。磁饱和对电感的影响是使其变化曲线更加弯向顶部 F，工作在该状态区域下的电动机其输出功率和转矩均会减小。

6.4　开关磁阻电动机的设计

通常，传统电动机设计始于其输出方程式。为了设计一台开关磁阻电动机，所需电动机参数有：输出功率（hp）、转速（r/min）、允许最大峰值相电流（A）以及供电电压（V）等。一旦转速和输出功率确定，则转矩也将随之确定。开始设计的第一步是确定框架尺寸，其尺寸大小可以基于等效异步电动机的尺寸进行选择。其选型原则应遵循初步框架尺寸符合与电动机外径 D_0 间的如下关系式：

$$D_0 = (\text{框架尺寸} - 3) \times 2 \tag{6-1}$$

6.4.1　极数选择

极数选择一般应遵循如下规律，即所选定子与转子极数比为非整数。在工业设计中常用的极数组合有 6/4、8/6、12/8 以及 12/10 等。极数组合的选择需考虑到变流器电源开关、成本、控制要求及转矩波动等因素的影响。增加定子极数导致逆变器成本增加进而引起电动机成本的增加。同理，增加转子极数导致定子频率的提升进而增加铁心损耗。

6.4.2　定子及转子极角的选择

在开关磁阻电动机的设计中，定子和转子极角的选择是非常重要的环节。首要的选择标准是基于电动机的自起动要求以及电动机本身静态转矩/转子位置曲线的特性。

下面将选择极弧角度的注意事项简要介绍如下：

（1）定子极弧角 β_s 应小于转子极弧角 β_r。

（2）有效转矩区域应小于定子极弧角 β_s，但同时大于行程角 ε。行程角 ε 的定义如下式（6-2）表示：

$$\varepsilon = \frac{4\pi}{N_s N_r} \tag{6-2}$$

如果 β_s 小于行程角 ε，则电动机有可能无法在相应转子位置上起动。其电感特性如图 6-4 所示，可见当转子处于某些位置时电动机可能无法起动的原因可由定子和转子极角间的几何关系（如图 6-5 所示）解释。如图 6-4 所示，电感曲线按照每 $\frac{2\pi}{N_r}$ 弧度重复。在 $0 \sim \theta_1$ 区域，定子和转子极弧间并无重叠，因此电感此时为最小值

L_u。转子需旋转穿过 $\theta_1=\frac{\pi}{N_r}-\frac{\beta_s}{2}-\frac{\beta_r}{2}$ 角位置，方可使转子极角运动至与定子极角开始重叠的位置。由 $\theta_1\sim\theta_2$ 运动时，转子和定子相应极间重合度在一定范围内变化，并在 θ_2 位置时完全重合。在这期间转子运动了 $\theta_2-\theta_1=\beta_s$ 角度。电感值此时稳定的上升直至在 θ_2 位置时达到最大值。由 θ_2 至 θ_3 运动过程中转子运动行程为 $\beta_r-\beta_s$ 角度，在此过程中转子和定子对应极处于完全重叠状态。因此期间电感值一直处于最大电感值 L_a 处。由 θ_3 至 θ_4 过程中，转子极开始远离定子极，直至 θ_4 处两者完全分离。因而该过程中电感量稳定减小直至 θ_4 处达到最小值。由 θ_3 运动至 θ_4 的行程为 β_s。如上所述的过程重复进行。

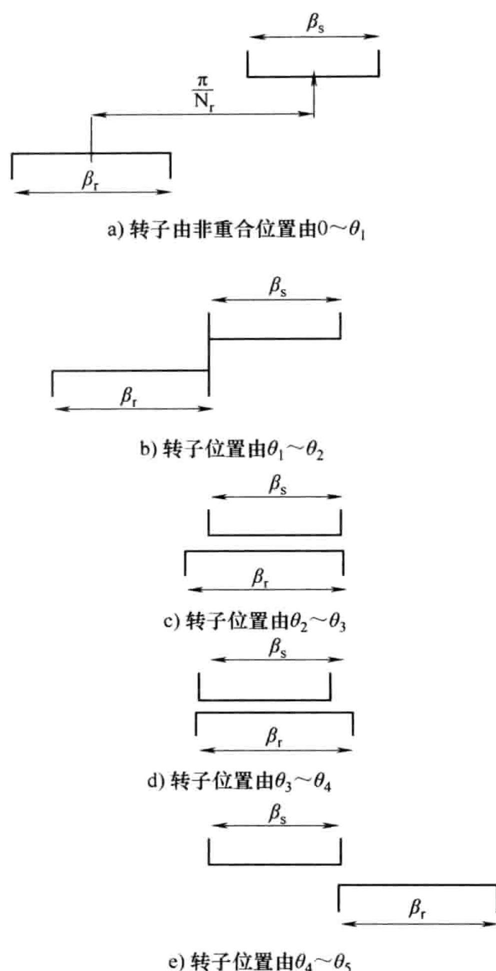


图 6-5　转子运动及其位置所处的不同区间

电动机所产生转矩方程如下所示：

$$T_e=\frac{i^2}{2}\frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}\theta} \tag{6-3}$$

式中，i 为定子绕组内电流。

由上式（6-3）中不难看出该电流的方向并不影响转矩方向。正向转矩仅当电感变化率为正时产生。

为了更好地理解电动机起动过程，如图 6-6 所示为两相邻相电感曲线。如图 6-6 所示，b 相电感量恰在 a 相电感达到最大值后的 ε 角度随后达到其最大值。b 相电感值在 $\theta_{b1}=\theta_1+\varepsilon$ 位置前均保持其最小值。由于 $\theta_2=\theta_1+\beta_s=\theta_{b1}+\beta_s-\varepsilon$，即无论任意时刻总有某相的电感量处于上升阶段（即产生正向转矩），因此电动机在任意位置均可正常起动。然而，如果 $\beta_s<\varepsilon$，则 b 相会紧随 a 相达到最大值后进入电感上升沿，有可能造成电动机无法起动的问题。

（3）定子和转子极角设计的第三点原则是尽量提高转矩输出。

$$\frac{2\pi}{N_r}>\beta_s+\beta_r$$

则即使在非对中位置时，转子和定子相应极间也可能存在重叠，从而增大了非对中位置下的电感值，导致转矩输出降低。

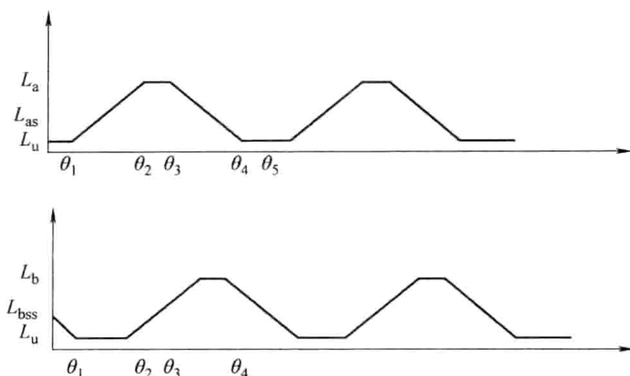


图 6-6　a 相及 b 相电感量/转子位置特性曲线

6.4.3　电动机尺寸的选择

开关磁阻电动机通常用于调速驱动的场合，因此需要为电动机选择适当的运行基速。当电动机在基速下运行时，其额定功率对应输出额定转矩。电动机缸径尺寸的选择应首先假定其与电动机框架尺寸相等。叠层长度开始可以选定等于电动机地脚安装孔间的距离。初步选定外径尺寸 D_0，叠层长度 L，缸径 D 以及磁极距 β_s 和 β_r 后应继续如下工作。通过定子及转子材料磁化曲线（B-H 曲线）的分析找出特性曲线拐点。电动机内任意点磁通密度最大值均应符合该值。通常情况下最大磁通密度位置应出现在定子磁极处。因此可以定义该点处的磁通密度值为 B_{max}，其他各处均应参考该值进行设计。气隙间隔大小则取决于所用制造工艺的限制。

设计定子绕组时需考虑到每相绕组匝数以及导体尺寸（截面积）。选择导体尺寸时应考虑到定子绕组安置空间的大小，根据功率等级计算出电动机的供电电流进而求得绕组匝数。

6.5　开关磁阻电动机用变换器

与感应式电动机或直流电动机不同，磁阻电动机无法运行在直接交流或直流供电系统内，其传动系统内必须含有相应的控制及功率电子器件。变换器属于此类电子换向器，通过控制相电流实现电动机连续运动，其控制回路通过监控电流和转子位置反馈产生的实时开关控制信号发送至变换器功率部分进而驱动电动机。变换器功率部分的功能是将调制后或增大或减小的供电电流供给电动机的每相绕组。由于开关磁阻电动机转矩方向与电流正负无关，故这类电动机供电为单极性输入。鉴于以上特性，变换器内对应每相绕组的供电回路只需要一个开关控制通断。通过控制

该开关的通断实现对该相输出电流的调制，因此开关磁阻电动机变换器的设计需要基于此类电动机的特殊需求予以考虑。

由于磁阻电动机极间互耦影响很小，几乎可以忽略不计，故其磁场储能在电动机某相换向时有可能造成问题。在换向过程中必须为磁场储能提供其他路径，否则绕组回路内的过电压很可能造成串联功率部分半导体开关元器件的损坏。针对此问题，有多种变换器配置形式的解决方案。下面，介绍几种常用的开关磁阻电动机变换器的形式。

6.5.1 非对称桥式变换器

在本章节中介绍了应用广泛的每相双开关非对称桥式变换器的有关情况，这种变换器的结构简单，但是对于 m 相电动机变换器侧，需要（$m+1$）路门极驱动功率输出回路。如图 6-7 所示为八开关非对称式变换器。

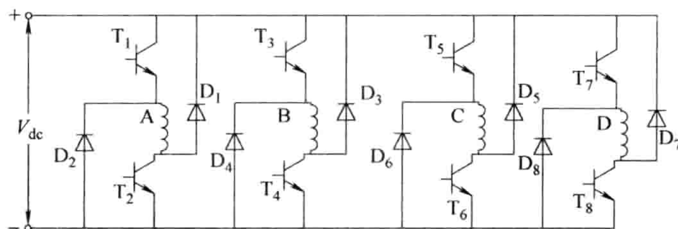


图 6-7　八开关非对称型变换器

假设需要该变换器 a 相供电输出，则需 T_1 和 T_2 两开关同时导通。如果此时绕组内电流超出指令参考值，则控制 T_1 或 T_2 关闭。a 相绕组内储能通过续流回路 D_1 或者 D_2 消耗掉，绕组端电压变为零（忽略开关及二极管压降）。如图 6-8 所示为电流及电压波形。假设在正向电感斜坡区域对于 a 相供电电流为 I_p，同时在该区间内，受控电流 i_a^* 与电流环反馈 a 相电流 i_a 进行比较，所得差值通过比较窗口 Δi 内一滞环调节器进行处理。当电流偏差大于 Δi 时，开关 T_1 或 T_2 关闭（通常为 T_2 关闭）。于是电流开始减小，当差值减小至 $+\Delta i$ 时，开关 T_2 重新导通。当电流指令信号为零时，T_1 和 T_2 均同时关断。在此期间，当 D_1 及 D_2 导

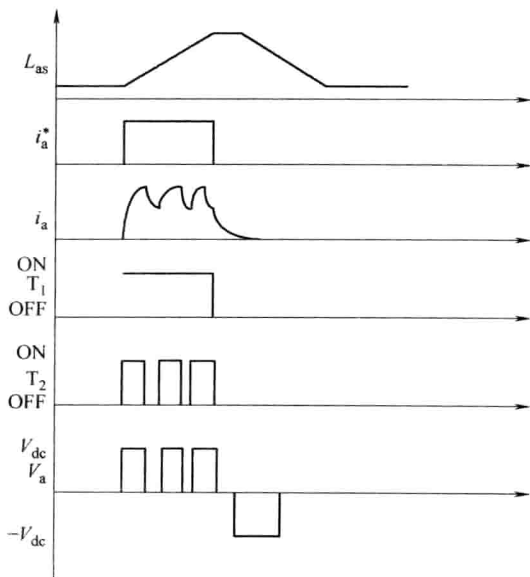


图 6-8　八开关非对称型变换器波形

通时，绕组端电压为 $-V_{dc}$，当二极管停止导通后该值变为零。当 T_1 导通 T_2 关断时，T_2 两端电压等于 V_{dc}，因此所选功率开关及二极管的额定电压必须高于 V_{dc}。

非对称桥式变换器的优点：

- 每相绕组均可施加 V_{dc}、0 或 $-V_{dc}$ 电压；
- 无论其他相电流值大小，均有至少两相甚至三相电流可同时导通。因此，使电动机反转的负向转矩可快速生成；
- 即使某一相开关损坏，整流器仍可通过其他三相回路驱动电动机继续工作（降容）。

非对称桥式变换器的不足之处有：

- 需要四相共 8 个开关和 8 个二极管配合工作；
- 需要 8 个门极驱动回路和 5 路门极功率输出，由此造成了传动系统成本和尺寸的增加。

6.5.2　六开关变换器

另一类应用广泛地用于偶数相开关磁阻电动机驱动的变换器，每相由 1.5 个开关控制。六开关变换器中共有 4 个相开关及 2 个前级共用开关，分别控制 a、c 和 b、d 两相。带有六开关变换器的四相开关磁阻电动机如图 6-9 所示，其中开关 T_5 和 T_6 在每个工作周期内均通过两相电流。因此，这两个开关需要比其他开关（T_1 ~ T_4）具有更大的额定载流量。在电动机端，同样将四相绕组分为 a、c 相及 b、d 相两组，这样对非连续相间的分组保证了对各相电流控制的独立性。

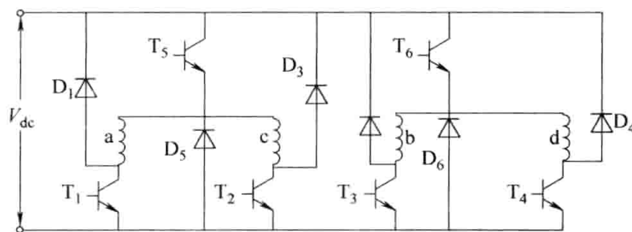


图 6-9　开关磁阻电动机用六开关变换器

对于 a 相的供电电流，需开关 T_5 和 T_1 导通，此时，二极管 D_1 和 D_5[⊖]形成与之前八开关整流器类似的回路并释放储能。六开关变换器的工作原理与八开关变换器类似，因而二者工作波形亦类似，如图 6-8 所示。

优点：

- 仅需 6 个开关和 6 个二极管；
- 仅需 3 个门极控制供电回路；
- V_{dc}、0 或 $-V_{dc}$ 均可施加于每相绕组上。

⊖　原书中此处误为"二极管 D_3"。——译者注

缺点：

- a、c 相或 b、d 相不能同时接通；
- 电动机运行无法反向，除非全部绕组内电流均归零。

6.5.3　可变直流降压型变换器

用于四相开关磁阻电动机的可变直流降压型变换器回路示意图如图 6-10 所示。其中，由开关 T、二极管 D、电感 L 以及电容 C 构成降压型变换器的功率极部分，基本等同于降压斩波器。通过可变直流降压型变换器将输入电压 V_{dc} 调整为电动机要求的供电电压 V_i 后，输出至电动机绕组。可变直流降压型变换器还能够同时满足系统隔离的要求，通过将额定电压限定于电压源电压水平，实现更快速的电流换向目的。当某相开关 T_1 导通时，输出电压 V_i 至电动机 a 相。为调节该相内绕组电流，开关 T_1 关断，此时电流通过二极管 D，电压源 V_{dc} 及电容 C 续流。在这一时间段内，加在电动机绕组上的电压为 $V_i - V_{dc}$，而电容 C 内储存的电能足够使下一相导通，这种方式同样保持了对电动机各相变量调节的独立性。

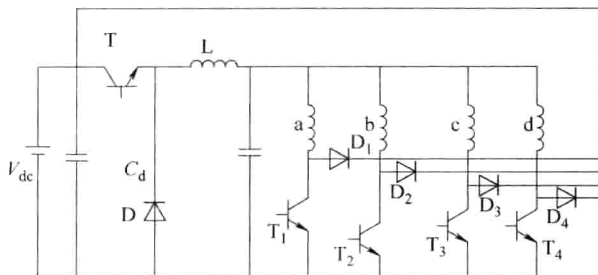


图 6-10[㊀]　带有 $m+1$ 开关的可变直流变换器

6.5.3.1　运行模式

对以上回路的运行模式分析可以通过将电动机某相开关模式隔离后单独分析，再将所有可能模式组合进而推导得出。

模式 1：开关 T 导通，二极管 D 关断，开关 T_1 和二极管 D_1 关断，a 相电流 $i_a=0$ 且 $i_L=i_c>0$。

模式 2：开关 T 关断，二极管 D 导通，开关 T_1 和二极管 D_1 关断，a 相电流 $i_a=0$ 且 $i_L=i_c>0$。

模式 3：开关 T 关断，二极管 D 关断，开关 T_1 和二极管 D_1 关断，a 相电流 $i_a=0$ 且 $i_L=0$。该模式下所有相均未得电，电动机与供电间事实上未连接。

模式 4：开关 T 导通，二极管 D 关断，开关 T_1 导通，二极管 D_1 关断，a 相电流 $i_a>0$ 且 $i_c>0$。

T_1、T_2、T_3 极性应为共发射极。

㊀ 原书中图 6-11 应为图 6-10。——译者注

在这一模式下 a 相得电，相关变换器方程如下：

$$\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t}=\frac{V_{\mathrm{dc}}-V_{\mathrm{i}}}{L} \tag{6-4}$$

$$\frac{\mathrm{d}V_{\mathrm{i}}}{\mathrm{d}t}=\frac{i_{\mathrm{c}}}{C}=\frac{i_{\mathrm{L}}-(i_{\mathrm{a}}+i_{\mathrm{b}}+i_{\mathrm{c}}+i_{\mathrm{d}})}{C} \tag{6-5}$$

这时整流器四路电流均纳入考虑。然而，如果电动机其他相绕组电流已经整流换向完成，则只需考虑 a 相电流即可。此时 a 相电压方程可简化为

$$V_{\mathrm{i}}=i_{\mathrm{a}}R_{\mathrm{s}}+\frac{\mathrm{d}\lambda_{\mathrm{a}}}{\mathrm{d}t} \tag{6-6}$$

电流 i_{a} 可以通过电动机磁通/转子位置关系求得。

模式 5：开关 T 导通，二极管 D 关断，开关 T_1 关断，二极管 D_1 导通，a 相电流 $i_{\mathrm{a}}>0$ 且 $i_{\mathrm{c}}>0$。

在这种模式下，a 相内电流经过整流调节或换向，此时变换器相关方程如下式所示：

$$\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t}=\frac{V_{\mathrm{dc}}-V_{\mathrm{i}}}{L}$$

且

$$\frac{\mathrm{d}V_{\mathrm{i}}}{\mathrm{d}t}=\frac{i_{\mathrm{c}}}{C}=\frac{i_{\mathrm{L}}-(i_{\mathrm{a}}+i_{\mathrm{b}}+i_{\mathrm{c}}+i_{\mathrm{d}})}{C}$$

且电压方程如下：

$$(V_{\mathrm{i}}-V_{\mathrm{dc}})=i_{\mathrm{a}}R_{\mathrm{s}}+\frac{\mathrm{d}\lambda_{\mathrm{a}}}{\mathrm{d}t} \tag{6-7}$$

负向电压（$V_{\mathrm{i}}-V_{\mathrm{dc}}$）施加于 a 相。

模式 6：开关 T 关断，二极管 D 导通，开关 T_1 关断，二极管 D_1 导通，a 相电流 $i_{\mathrm{a}}>0$ 且 $i_{\mathrm{c}}>0$。

在这种模式下，a 相内电流经过整流或换向，且经过主开关 T 的电流已经整流。

相关方程如下：

$$\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t}=\frac{-V_{\mathrm{i}}}{L} \tag{6-8}$$

$$\frac{\mathrm{d}V_{\mathrm{i}}}{\mathrm{d}t}=\frac{i_{\mathrm{c}}}{C}=\frac{i_{\mathrm{L}}-(i_{\mathrm{a}}+i_{\mathrm{b}}+i_{\mathrm{c}}+i_{\mathrm{d}})}{C}$$

且电压方程为：

$$(V_{\mathrm{i}}-V_{\mathrm{dc}})=i_{\mathrm{a}}R_{\mathrm{s}}+\frac{\mathrm{d}\lambda_{\mathrm{a}}}{\mathrm{d}t}$$

模式7：开关T关断，二极管D关断，开关T_1关断，二极管D_1导通，a相电流$i_a>0$且$i_c=0$。

在此模式下，a相得电且经过主开关T的电流已经整流。

正向电压V_i施加于电动机。

$$V_i=i_aR_s+\frac{d\lambda_a}{dt}$$

模式8：开关T关断，二极管D导通，开关T_1导通，二极管D_1关断，a相电流$i_a>0$且$i_c>0$，$i_L=0$。

该模式出现在电动机关断情况下，相关方程即

$$\frac{di_L}{dt}=0$$

$$\frac{dV_i}{dt}=\frac{-(i_a+i_b+i_c+i_d)}{C}$$

正向电压V_i施加于电动机a相。

$$V_i=i_aR_s+\frac{d\lambda_a}{dt}$$

模式9：开关T关断，二极管D关断，开关T_1导通，二极管D_1关断，a相电流$i_a>0$且$i_c=i_L=0$。

该模式也出现在电动机关断的情况下，负向电压施加于电动机a相。

$$(V_i-V_{dc})=i_aR_s+\frac{d\lambda_a}{dt}$$

如果这时电动机b相得电，而此时a相仍处于导通或换向状态，则如以上模式4~9的六种状态均可能出现。此时，a、b两相电流均为正向。由于开关磁阻电动机中的相间互感可以忽略，故模式1~9可看做相互间独立的模式。

6.5.3.2 变换器回路的设计

可变直流变换器中的斩波回路对于开关磁阻电动机的运行具有重要意义，其中对电感L的设计需基于纹波电流的考虑，目的是保证实现电容器快速充电的最小储能。

电容器中的最大纹波电流表示如下：

$$\Delta i_c=\frac{V_{dc}}{Lf_c}=2I_p \tag{6-9}$$

式中，I_p为每相最大允许的纹波电流。

电感L（单位为H）值表示如下：

$$L=\frac{V_{dc}}{2f_cI_p} \tag{6-10}$$

电容 C 的选取则需保证其全部储能通过变换器 n 个周期后可保证传送至电动机端。

即

$$\frac{1}{2}CV_{\mathrm{i}}^{2}=n\frac{2V_{\mathrm{i}}I_{\mathrm{p}}}{f_{\mathrm{c}}} \tag{6-11}$$

或

$$C=n\frac{4I_{\mathrm{p}}}{V_{\mathrm{i}}f_{\mathrm{c}}} \tag{6-12}$$

可见电容 C 的最小值出现在 $V_{\mathrm{i}}=V_{\mathrm{dc}}$时。即

$$C=n\frac{4I_{\mathrm{p}}}{V_{\mathrm{dc}}f_{\mathrm{c}}} \tag{6-13}$$

上式中 n 的取值决定于系统电流换向时间以及相应开关动作的次数。

【例 6.1】

现有 8/6 极开关磁阻电动机，工作转速为 1500r/min，求该降压型整流器每相导通的时间。如果还已知每个周期内主开关接通/关断两次，则求该整流器载波频率 f_{c}。

解：

对于 8/6 极电动机，每相导通时间为

$$\left(\frac{360}{6}-\frac{360}{8}\right)=15°$$

对应 15°角的变换时间为

$$t=\frac{15}{360}\times\frac{1}{\frac{1500}{60}}=1.666\mathrm{ms}$$

整流器载波频率为 $f_{\mathrm{c}}=n/t$。

由于一个周期内主开关动作两次，故 $n=2$。$f_{\mathrm{c}}=\dfrac{2}{1.666\times10^{-3}}=1200\mathrm{Hz}$

n 值的选择需要基于系统性能的要求，通常 n 越大系统性能越高。

6.5.3.3　降压型变换器的优点和缺点

优点：

- 仅需（$m+1$）个开关和二极管即可驱动 m 相电动机做四象限运行；
- 每相均为独立驱动运行，因此使用 $m+1$ 路开关达到了 $2m$ 个开关控制的效果；
- 仅需两级电源，因为所有电动机相的开关发射极均连接在一起；

● 在斩波回路内仅需容量很小的电容和电感；

● 功率器件的额定峰值电压仅等于电源电压 V_{dc}。

缺点：

● 斩波回路的额定容量必须等于电动机的额定功率，因而对于大功率传动系统不适用；

● 由于额外的电压调整，故系统损耗相对较大；

● 电动机相上无法施加全负向直流电压，故换向时间相对更长。

6.6　升降压型变换器

升降压型变换器是另外一种形式的可变直流变换器，其回路内同样需要 $m+1$ 个开关和二极管，如图 6-11 所示。

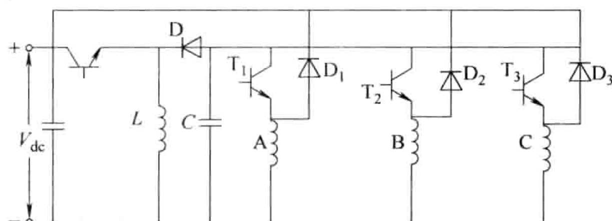


图 6-11[⊖]　升降压型变换器

升降压型变换器内的开关同样与电动机相绕组串联，以此防止击穿事故。其中，开关 T、二极管 D、电感 L 以及电容 C 构成该整流器的升降压功率前端回路。电动机电压 V_i 可由零至大约二倍直流电源电压 V_{dc} 范围内调节。电动机输入电压的提高加速了电动机绕组内电流建立所需要的时间。这一特点是升降压型变换器与之前降压型变换器相比所具有的明显优势，其工作模式也与降压型变换器工作模式类似。

当电动机某相（假设 a 相）要激励时，该相开关 T_1 将导通，将电压 V_i 施加于 a 相上。在此工作模式下，上级开关 T 导通，二极管 D 关断，D_1 也关断。为继续调节 a 相内电流，开关 T_1 将关断。电流经由续流二极管 D_1，直流电压源 V_{dc} 及 a 相绕组流通，即使上级开关 T 关断亦不会影响电流的持续性，此时 a 相绕组上加有负向电压 $-V_{dc}$。电容器 C 内的储能则可满足 T 关闭时支持 b 相导通所需的电能，因而该方式也可以保证各相之间相互独立的控制。

而升降压型变换器的不足之处，在于其每相对应开关的电压额定需要等于 $V_{dc}+V_i$。

⊖　原书中图 6-10 应为图 6-11。——译者注

6.7　开关磁阻电动机的解析模型

由于磁饱和现象的存在，开关磁阻电动机的数学模型具有较高的非线性特性，其关键特性可由磁通量与相电流及转子位置所成函数关系来表示。然而，考虑到磁饱和、磁滞以及双凸极结构的影响，通过数学方法却很难表达此关系式。实际上开关磁阻电动机的解析模型是通过应用单位系统（即标幺值）获得的。具体分析如下：

将电动机额定值中电压 V_b（V）、转速 n_b（r/min）以及 θ_b 作为基本数据。其中，位置角 θ_b，取值 $\theta_b=\pi$。

选取转子的重合位置时，$\theta=0$；选取转子的非重合位置时，$\theta=\pi$。在重合位置下生成基础磁通量的电流作为电流基础值。

磁通量方程在每单位系统内的数学表达式如下：

$$\lambda(i,\ \theta)=\lambda_u(i)+\{\lambda_a(i)-\lambda_u(i)\}\cdot f(\theta) \tag{6-14}$$

式中，λ_a 及 λ_u 分别为重合及非重合位置磁通，它们仅取决于相电流；$f(\theta)$ 为仅取决于转子位置的方程。

如果忽略磁饱和及磁滞效应，则非重合位置时的磁通可假设为线性。

$$\lambda_u=L_u i \tag{6-15}$$

对于重合位置时的磁通量，以下四种情况必须全部符合。

$$\lambda_a\Big|_{i=0}=0$$

$$\lambda_a\Big|_{i=1}=1$$

$$\frac{\mathrm{d}\lambda_a}{\mathrm{d}i}\Big|_{i=0}=L_a$$

$$\frac{\mathrm{d}\lambda_a}{\mathrm{d}i}\Big|_{i=\infty}=L_u \tag{6-16}$$

在以上情况下，重合位置磁通表达式如下：

$$\lambda_a(i)=L_u\cdot i+(L_a-L_u)\frac{i}{(1+K_s)\cdot i} \tag{6-17}$$

式中，K_s 为磁饱和因数。由下式求得：

$$K_s=\frac{L_a-1}{1-L_u} \tag{6-18}$$

上式（6-14）需满足以下条件：

$$\lambda(i,\ \theta)_{\theta=0}=\lambda_a(i) \tag{6-19}$$

且

$$\lambda(i,\theta)_{\theta=1}=\lambda_u(i) \tag{6-20}$$

同时满足角度方程：

$$f(\theta)_{\theta=0}=1 \text{ 和 } f(\theta)_{\theta=1}=0 \tag{6-21}$$

如果转子和定子极间的重合度以 θ_k 表示其有效重合区间，则以上角度方程可改写为：

$$f\ (\theta)\ =\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\cos\left(\frac{\theta}{\theta_k}\cdot\theta_b\right)\text{因} \mid\theta\mid\leqslant\theta_k \tag{6-22}$$

$$f\ (\theta)\ =0\ \text{因} \mid\theta\mid\geqslant\theta_k \tag{6-23}$$

式中，$\theta_b=\pi$，θ_b 为该位置角度的基础值。

电感 L_a、L_u 以及重合角 θ_k 可通过有限元法计算或直接测量得出。

某单相生成转矩的一般表达式如下：

$$T=\frac{\partial W}{\partial\theta}\bigg|_{i=\mathrm{constant}} \tag{6-24}$$

式中，W 为磁共能。

由下式定义

$$W'\ =\int_0^i\lambda\,\mathrm{d}i \tag{6-25}$$

以解析模型变换以上磁共能表达式后结果如下：

$$W'=\frac{1}{2}L_u i^2+W_i\cdot f(\theta) \tag{6-26}$$

式中，W_i 仅取决于电流。则有瞬时转矩为

$$T=W_i\cdot f'(\theta) \tag{6-27}$$

6.8 开关磁阻电动机传动系统的控制

由于电动机绕组电感不定，而且与励磁电流和转子位置间存在的函数关系，因而开关磁阻电动机的控制较为复杂。在不要求高性能的应用场合，为了简化控制方式，可假设励磁电流恒定，则电感仅随转子位置而变化。由此可得到开关磁阻电动机的最基本控制策略，如图 6-12 所示即为电动机某相 a 绕组的电感特性曲线，此时若有电流通过 a 相，则该相绕组电感值开始增大，进而可得到该相所形成的转矩曲线，这时电动机的平均转矩应为每相瞬时转矩之和后求平均所得。

开关磁阻电动机生成离散脉冲形式的转矩，要得到连续的转矩输出则需针对电动机的重合区域电感特性进行专门的设计。但是电感的重叠同时也会造成功率密度的减小以及控制复杂性的提高，可以通过控制相电流强度或改变 θ_d 角度，进而调节电动机平均转矩。为了减小转矩的输出波动，θ_d 角需要保持恒定，调节转矩则

需要通过调整相电流才能实现。因此，在低性能闭环速度控制的场合下，首先需要一个电流环调节器。

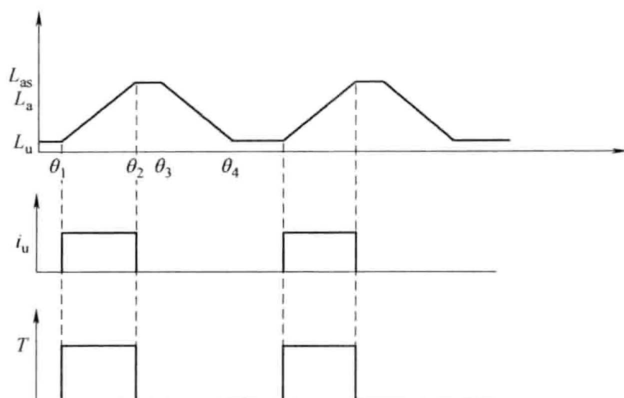


图 6-12　开关磁阻电动机 a 相电感、电流及转矩特性

为了保持转矩生成的连续性，最基本的要求是当电感开始上升时，电流需要立即供至相应绕组。但是考虑到在电阻电感回路（RL）中电流的上升下降具有滞后性，因此需要电压提前加至该相绕组以便用于起动电流。同时，换向也需要提前，使电流在电感斜率变为负值前即归零。对于低成本开关磁阻电动机而言，可以使用霍尔位置传感器作为当前相关断同时接通下一相绕组的触发器，其实际波形如图 6-13 所示。所加电压或换向角的提前量决定于相电流峰值的大小以及转子速度。在滞环 $\pm\Delta i$ 区间内，通过控制相开关的通断来实现对相应绕组电流的调制。

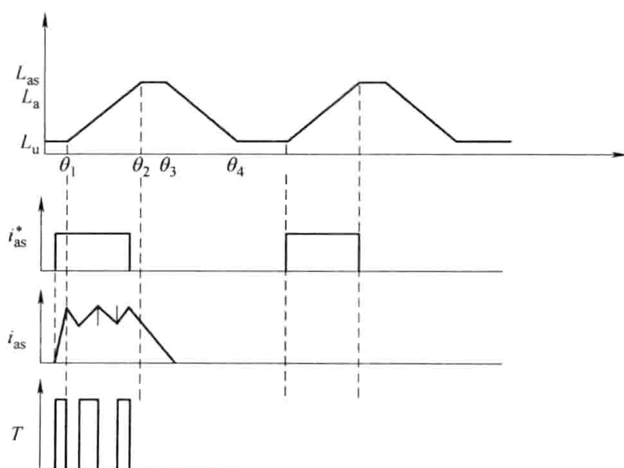


图 6-13　实际电流波形

开关磁阻电动机在带载起动时存在一个问题，即所设接近开关信号只能作为需要提前接通某相的依据，但却无法提供转子的起始位置，为保证带载时的正常起

动，还需要一个独立的速度检测信号。

6.9 带有速度/位置传感器的通用开关磁阻电动机驱动系统

下面将介绍针对典型低功率、动态性能要求简单且成本较低的开关磁阻电动机驱动的应用场合，带有相应控制器的开关磁阻电动机框图如图 6-14 所示。将给定速度与速度实际值反馈比较后得到速度偏差值，该值通过 PI 调节器并限幅处理后生成转矩指令，并通过该指令经转矩常数折算后生成电流调节信号。该转矩常数实际上是来自对应某特定电流值的线性化电感/转子位置曲线。电流调节信号与实际电动机电流比较后得到偏差值，该偏差值经三角载波频率处理后生成脉宽调制信号。以上各控制信号最终均用于控制功率晶体管的通断，进而调节电动机的供电输入。具体某相开关的接通与关断指令，是通过转子位置信息经开关选择回路处理后生成的。

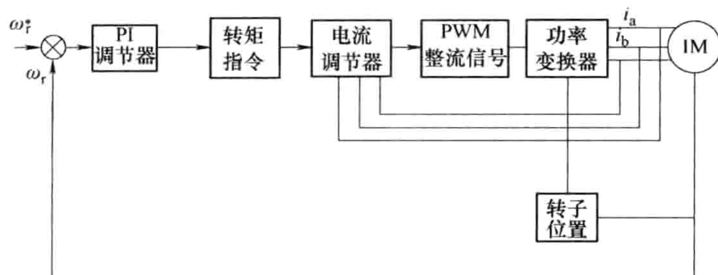


图 6-14 带有速度/位置传感器的通用开关磁阻电动机驱动系统框图

绝对位置信息来自电动机轴端所装速度编码器的信号，该信息在预存有对应相关旋转方向和超前角数据表的可编程 ROM 中进行比对处理，其中转子的零位参考点定义为电动机 a 相绕组位于与转子对齐的位置。基于转子实际位置以及此时的运行象限，相应的 a 相开关控制信号描述如下。例如，6/4 极开关磁阻电动机超前/滞后角均为 0°，则其开关通断指令对应为 0°、30°、60°时的切换。如果超前及滞后角度相等，则对应每相的导通角仍为 30°。例如，当超前/滞后角均为 15°时，a 相开关的“导通”区间位于一象限内顺时针 45°~75°内。

6.9.1 电流调节器的设计

由于开关磁阻电动机为非线性设备，因此相比其他类型的交流电动机，对开关磁阻电动机相应调节器/控制器的设计需要更加完善。方法之一是将电动机模型线性化后，使用常见的线性控制理论。虽然这种方法简单且易于实时处理，但由于所选的简化电动机模型并不准确，故而控制效果也并不精确。在线性化理论中，通过对额定电流及速度或者更加常用的电动机工作点进行简化，电动机的电压及转矩方程均被线性化。绕组电感假定为恒定值，且假设该恒定值即为额定电流下电动机绕

组全重叠电感与非重叠电感的平均值。

如果采用非线性控制器对电流环进行线性化及去耦，则结果可使系统拥有更好的性能。对于设计非线性电流控制器有多种方法，以下做简要介绍。方法之一是采用反馈线性化对电机的非线性磁化进行补偿。这些方法，有的未考虑互感效应的存在，有的则考虑到互感效应的影响。它们采用 PWM 法驱动形成电流指令，有时也通过继电器式电流控制器来完成。

6.9.2　转矩控制

转矩控制在所有类型的电动机驱动中都是必要的，而且均通过控制电流来实现。但是在开关磁阻电动机中，由于转矩与电流间的非线性关系，还需要额外提供转子的位置信息。磁阻电动机的转矩控制方式取决于某一时刻导通的相数多少以及系统对电流的调节能力。对同一时刻仅有一相励磁的单相励磁控制而言，在某相换向，另一相起始导通时，电流流经两组绕组。如果仅是输入相内电流受控，则会导致转矩输出存在凹点而不恒定。此类转矩输出波动在高性能传动系统中是不可接受的。

针对减小此类转矩波动有多种技术存在。在换向区间，可将线性变化的电流加在前后两相上。由于两相转矩的常数不同，这样做虽然不能完全避免换向过程中的转矩波动，但在很大程度上减小了此时相内的冲击电流。

如果电动机非单相励磁而是两相同时励磁，此时转矩被分配在两个导通的励磁相上，两相转矩之和即为电动机转矩。如果考虑两相间的互耦，则电动机转矩具有三个分量，由两相自感分别引发的转矩分量以及相间互感引发的转矩分量。为了实现转矩控制，需假设通过测量或估算可以得到转子位置以及定子瞬时电流的大小。经过 A-D 转换器对反馈电流值进行处理、限幅并变换。当需要特定转矩输出时，由转矩分配功能控制器提供相应各相的转矩调节指令。通过单相上的转矩指令并综合此时转子位置后，可以生成该相的电流指令。在得到各相电流调节指令后，电流调节器负责转换为相应各相控制电压的输出。综合各相电压指令后，PWM 电路方可将其转化为整流器所需要的门极驱动信号。

6.10　开关磁阻电动机传动系统的直接转矩控制

由于开关磁阻电动机内的结构是双凸极结构，所以这类电动机不能采用普通的交流电压励磁，而针对一般交流电动机的旋转电磁场理论也就不适于此类电动机。同时，由于开关磁阻电动机的非均衡转矩的输出特性，除非针对采用特别的转矩波动消减技术，否则就会出现很高的转矩输出纹波。为了实现更好的系统性能同时避免系统复杂化，通常建议采取直接转矩控制的方法。一般交流电动机中采用的直接转矩控制均需假定电动机具有线性特性以及三相平衡的交流供电。而开关磁阻电动机模型为非线性模型，同时供电电流也非正弦波。因此，对于开关磁阻电动机的直

接转矩的控制，并不像对其他交流电动机的控制那样简单。

对于开关磁阻电动机的直接转矩控制，可以由如下电压方程推导表述：

$$v = Ri + \frac{\mathrm{d}\lambda(\theta,\ i)}{\mathrm{d}t} \tag{6-28}$$

如果将转矩生成的共能量概念应用在开关磁阻电动机中，转矩方程式如下：

$$T = \left[\frac{\partial W'}{\partial \theta}\right]_{i=\mathrm{const}} \tag{6-29}$$

通过以上方程便可了解开关磁阻电动机的转矩控制方法。瞬时转矩 T 的表达式如下：

$$T \approx i\frac{\partial\lambda(\theta,\ i)}{\partial\theta} \tag{6-30}$$

由于采用滞环控制转矩幅值，如上式（6-30）所得的转矩近似值相对较为准确。注意，该方程（6-30）仅用于增大或减小附加转矩，而并非用来调节总转矩的实际大小。同时还需要注意，对于开关磁阻电动机通常采用单极性驱动，因而电动机相内电流总是正值。由上式（6-30）可知，转矩符号是由$\frac{\partial\lambda}{\partial\theta}$符号决定的。即要生成正向转矩，则定子磁通量相对于转子位置必须是增大的。如果要获得负向转矩，则相对于转子位置，定子磁通必须减小。因此，可以认为$\frac{\partial\lambda}{\partial\theta}$值为正时则为“磁通加速”，$\frac{\partial\lambda}{\partial\theta}$值为负时则为“磁通减速”。而要实现定子磁通相对转子位置的增大，则必须使定子磁通矢量方向相对于转子运动方向超前转子。同理，要实现定子磁通相对转子位置的减小，则需要定子磁通矢量方向滞后于转子的实际位置。

综上所述，要实现开关磁阻电动机的转矩控制，可以通过控制定子磁通矢量相对转子位置的“加速”或“减速”来实现。而要实现开关磁阻电动机的直接转矩控制，则必须保证电动机定子磁通量的恒定（在其幅值滞环内）。在此基础上通过对定子磁通矢量相对转子位置的“加减速”实现直接转矩控制。要保持定子磁通量恒定，可以通过选取电压源型逆变器的六向电压矢量之一。此处假设采用某种类似于电压源型逆变器的三相逆变器用于感应式电动机的直接矢量控制。

在上式（6-28）中，如果忽略定子电阻压降，则有

$$v \cong \frac{\mathrm{d}\lambda(\theta,\ i)}{\mathrm{d}t} \tag{6-31}$$

如果时间变量足够小，则还可写为

$$\Delta\lambda(\theta,\ i) = v\Delta t \tag{6-32}$$

为了调节电动机的转矩，可以通过逆变器端适当的电压矢量输出来实现对定子磁通矢量相对转子的“加减速”。在开关磁阻电动机中，通过开关调制电流实现各

相励磁，彼此间完全独立。因此，典型异步电动机中采用的直接转矩控制方法，并不适合用于开关磁阻电动机的控制。要定义开关磁阻电动机，可以应用相当于异步电动机电压空间矢量的方法。由于开关磁阻电动机的凸极结构，每相电压空间矢量均被定义在位于定子极中心轴向上。因而三相开关磁阻电动机电压空间矢量如图 6-14 所示。由于所加电流的方向唯一，故某相仅可能有三种电压状态。如图 6-15 所示。

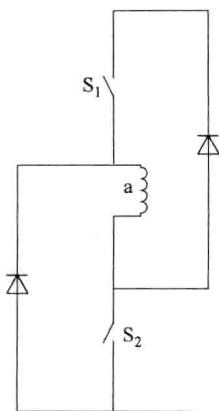


图 6-15 a 相供电

可能的三种电压状态为：

- （状态 1）当对应该相两开关均导通时，即施加电压为正；
- （状态 0）当对应该相两开关中一个导通，即施加电压为零；
- （状态 -1）当对应该相两开关均关断时，即电动机相应相上施加电压为负。

因此，对于开关磁阻电动机而言，每相都具有三种开关状态，三相电动机共有 27 种可能的组合。然而，要达到像典型异步电动机那样所加六向电压矢量幅值相等，六个可能的电压矢量组合如图 6-16 所示。这些矢量均位于一个 π/6 弧长区域的中心，该方案中控制器不允许其他状态。

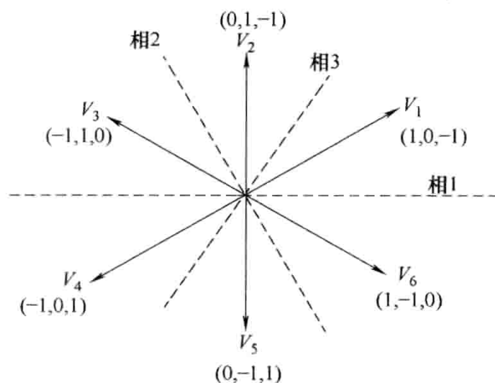


图 6-16 开关磁阻电动机直接转矩控制时的电压矢量

为实现电动机的转矩控制，对应某一时刻，六个矢量（对应六种状态）中总有一个方向被选中，并用于在相应滞环区域内调节定子磁通量。如果需要增加转矩，则对应超前于转子运动方向上的定子磁通量的那一方向的电压矢量被选中。

由此，可以为定子磁通量及电机转矩定义一个开关表，方法类似于典型直接转矩控制的异步电动机。同时为了保证对转矩及定子磁通的控制始终处于滞环范围内，各相定子磁通的幅值被折算为一个独立的定子磁通矢量，具体方法是将这些幅值变换为对应某固定正交参考坐标系（α-β 坐标轴）内的矢量。为了通过滞环直接转矩控制方法实现电动机转矩调节，同时还需要转矩反馈。在此方案中，对应转子不同位置时的电动机转矩的实际测量值以及定子电流值均被归档并形成数据查找表，用这种方式避免了瞬时转矩实时计算的复杂性。然而，该方案的不足之处在于需要安装位置编码器，而且电动机运行前必须测量转子不同位置下的实际转矩。

6.11 开关磁阻电动机传动系统的无传感器控制

在开关磁阻电动机的传动系统中，对于定子绕组电流的加载，需要掌握转子位置信息。而转子的位置信息可以来自基于电流和电压测量值的估算。针对这种无传感器的运行方式开发出了一系列用于推算转子位置信息的方法，诸多文献内均有涉及[8,10,17,18,19]。

无传感器方案的理想特征是仅需要基于终端测量值而不需要额外增加硬件或存储器。此外，无传感器控制系统还需要在整个速度及转矩输出区间内均能够可靠运行，而且能够维持较高的分辨率及准确度。所有无传感器控制策略所基于的中心思想，便是开关磁阻电动机的机械时间常数远大于其电气时间常数这一事实。因此，便有可能从磁通量、电感、反电动势等一系列表格存储的信息中反推出转子实际位置信息。

对于开关磁阻电动机电磁特性的理解，在实现间接获取转子位置信息的无传感器控制方式中具有重要的意义。因而，在早期所涉及的几乎所有方式都是通过电感变化信息间接获取转子位置信息。

6.11.1 由电感变化得到的位置信息

由于开关磁阻电动机某相电感值在转子位置重合至不重合区间内变化显著，因而有可能通过该电感值的变化推知转子位置。对应特定励磁电流，在半转子极间距内，转子位置与电感值的对应关系是唯一的。因此，对应不同的励磁电流，转子位置信息被逐条归档于电感测量/估算值对转子位置关系的表格内。一种方案是，测得与电感增加成比例的电流上升或下降时间。在电流上升时间的方法中，分别测量开关导通时刻及关断时刻的对应电流，二者差值即为电流增加值 Δi，系统导通时间为 t_{on}。通过以上两值结合供电电压便可估算对应的磁通量。电感增加值 δL 是与电流增加值所导致的磁通变化量有关，具体推算方法如下。

对于导通的 a 相所施供电电压如下式所示：

$$v_a = R_a i_a + \frac{d\lambda_a(\theta, i)}{dt} \tag{6-33}$$

$$= R_a i_a + \frac{\delta\lambda_a}{\delta\theta}\cdot\frac{d\theta}{dt} + \frac{\delta\lambda_a}{\delta i_a}\cdot\frac{di_a}{dt} \tag{6-34}$$

某载波或 PWM 开关上的电流上升率可以通过将 $di = \Delta i$，$dt = t_{on}$ 即 $di/dt = \Delta i/t_{on}$ 求得。感应电动势如下：

$$e = \frac{\delta\lambda}{\delta\theta}\cdot\frac{d\theta}{dt} \tag{6-35}$$

由以上方程可推导出导通时间 t_{on} 如下：

$$t_{on}=\left(\frac{\delta\lambda}{\delta i}\right)\cdot\left[\frac{\Delta i}{v_a-R_s i_a-e}\right] \tag{6-36}$$

式中，$\left(\frac{\delta\lambda}{\delta i}\right)$代表电感增量，可以用 δL 表示。

用等式（6-36）来估算电感增量 δL 的变形如下：

$$\delta L=\left(\frac{\delta\lambda}{\delta i}\right)=\left[\frac{v_a-R_s i_a-e}{\Delta i}\right]t_{on} \tag{6-37}$$

一旦推导出该电感值，便可通过查表获取相应转子位置信息。这种方法的主要问题是由于趋肤效应和热效应的存在引起的定子电阻变化导致的系统性误差。同时此方法也忽略了相间存在的互耦效应。而互耦效应在相间存在重叠电流时对电感的估算同样会带来系统性误差。

另外一种用于估算转子位置的方法是基于等式（6-37），假设式中$\left[\frac{v_a-R_s i_a-e}{\Delta i}\right]$部分为常量，因而可得电感增量与电流上升时间 t_{on}成直接比例关系，则电感增量便可通过电流由 i_1 下降至 i_2 所用的时间 t_f 直接估算。

$$\delta L=\left[\frac{-R_s i_a-e}{\Delta i}\right]t_f \tag{6-38}$$

同时，如果按照以上电流上升时间方法中的同样假设，不难推知电感增量与电流下降时间也应成直接比例关系。

以上介绍的两种方法的共同缺点是在高速下准确度降低，但是在低速下准确度较好。尽管电流上升/下降时间方法存在不足，但其优点在于不需要任何外加电路即可估算转子位置，仅需处理测得的电流及上升/下降时间便可估算。

6.11.2　基于带有外部信号输入的电感测量估算方法

用基于带有外部信号输入的电感测量来估算转子速度有两种方法，即恒电流/磁通量方法及其解调技术。恒电流/磁通量方法是基于电动机在小励磁电流及磁通时的线性特性。如图 6-17 所示即为对应不同转子位置时的磁通量-相电流曲线。

对于较小的相电流 I_s，假设其值恒定，则对应磁通量的转子位置便可通过图 6-17 得出。如图 6-18 所示，即对于恒定相电流值 I_s，磁通量/转子位置关系为线性曲线。应用该信息的磁阻电动机无传感器控制策略如图 6-19 所示。

如 6-19 框图所示，一个取样/保持回路在相电流为 I_s 时对磁通量进行取样。

$$\lambda=\int(v-R_s i)\,dt$$

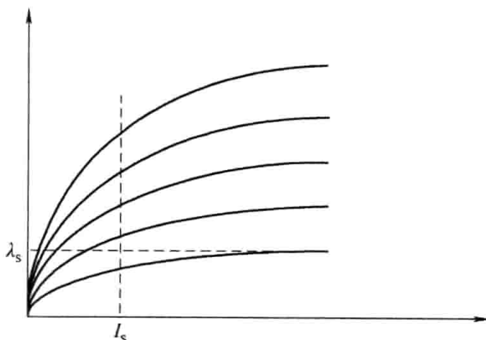


图 6-17　磁通量-相电流曲线

该取样值通常用于提取存储中对应的转子位置信息，存储中包含有转子位置值及其对应的获取自图 6-18 中的磁通量信息。通过该转子位置估算值进而估算电动机速度，转子位置及速度的估算值同电流测量值以及速度目标值一起输入控制模块。速度偏差信号用于生成转矩参考值，对于各相的电流参考命令是由转子位置信息生成的。PWM 变换电路位于该控制模块之后，其开关通断命令即来自以上相电流参考指令。如图 6-18 所示，对应每一 θ 值均有两个 λ 值。因此，在起动时需要综合两相信息来确定转子位置。一旦电动机起动运行后，仅需有单相信息便可估算出转子位置。需要注意，由于相间互感以及磁饱和的存在，这种位置估算方法并不适用于大电流的场合。

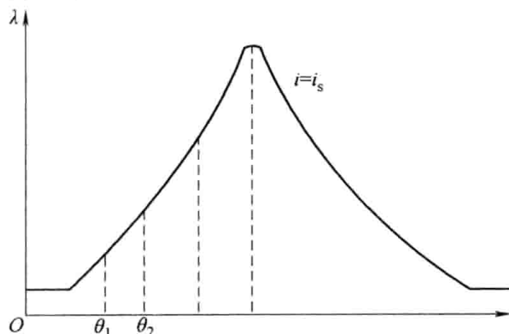


图 6-18 磁通量/转子位置关系曲线

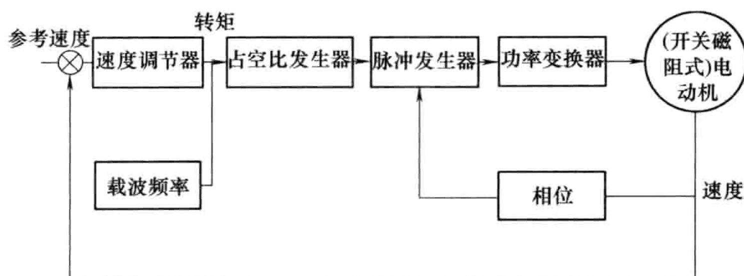


图 6-19 开关磁阻电动机传动系统的无传感器速度控制框图

参 考 文 献

[1] Klingshirin, E.A.: High Phase order Induction Motors-Part I and Part II Description and Theoretical considerations. IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems PAS-102(1), 47–59 (1983)
[2] Singh, G.K.: Multi-phase Induction Machine Drive Research- A Survey. Electric Power System Research 61, 139–147 (2002)
[3] Toliyat, H.A.: Analysis and Simulation of Five-phase Induction Motor Drives. IEEE Transactions on Power Electronics 13(4), 751–756 (1998)
[4] Toliyat, H.A., Rahimian, M.M., Lipo, T.A.: Analysis and Modeling of five-phase converters for Adjustable speed drive applications. In: Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, vol. 5, pp. 194–199 (1993)
[5] Zhao, Y., Lipo, T.A.: Space Vector PWM control of dual three-phase Induction Machine using vector space decomposition. IEEE Transaction on Industry Applications 31(5), 1100–1109 (1995)
[6] Kelly, J.W., Stangas, E.G., Miller, J.M.: Multiphase space vector pulse width modulation. IEEE Transactions on Energy Conversion 18(2), 259–264 (2003)
[7] Desilva, P.S.N., Fletcher, J.E., Williams, B.W.: Development of space vector

modulation strategies for five-phase voltage source inverters. In: Proceedings IEE Power Electronics, Machines and Drives Conference, PEMD, Edinburgh, UK, pp. 650–655 (2004)

[8] Xu, H., Toliyat, H.A., Peterson, L.J.: Five-phase Induction Motor drives with DSP based Control system. IEEE Transaction on Power Electronics 17(4), 524–533 (2002)

[9] Persa, L., Toliyat, H.A.: Sensorless Direct Torque Control of Five-phase Interior Permanent Magnet Drives. IEEE Transaction on Industry Applications 40, 992–999 (2004)

[10] Persa, L., Toliyat, H.A.: Five-phase Permanent Magnet Motor Drives. IEEE Transaction on Industry Applications 41, 30–37 (2005)

第 7 章　多相交流传动系统的控制

7.1　简介

长久以来，三相交流电动机是主要的传动系统，究其主要原因是由于电动机的电源均为三相交流电源。然而，随着电力电子器件的额定功率越来越高，电动机的电源一般都由逆变器提供。如果电动机由直流环逆变器供电，则相数可以为任意值。这也引起了近期对多相电动机驱动系统的研究，并于 1969 年发明了第一个五相交流电动机。与三相交流电动机相比，多于三相的电动机具有很多优点。多相电动机系统的一个最主要的优点就是转矩波动的幅值降低且频率增加。

多相电动机系统的其他优点是：

- 对于相同的输出功率，减少逆变器每相的额定功率。对于高功率的传动系统，由于它消除了开关器件的并联，这是很大的优势。
- 没有确定时间的谐波电流，从而减少了转子的谐波损耗。
- 由于空间谐波场也可以产生转矩，可提高每安培电流的转矩密度。

7.2　五相异步电动机的模型

为了确定“n”相异步电动机的稳态特性，需要随时使用每相的等效电路。动态响应在高性能调速传动系统中是必不可少的。然而，对于确定的动态响应，不需要电动机的动态模型。在五相电动机中，有相距 72°的磁轴。转子可以是笼型的，定子也是类似的绕组。按照通常的三相电动机的假设，以电压和磁链为变量的五相电动机模型用以下矩阵形式来表示：

$$[v^{s}_{abcde}] = [R_s][i^{s}_{abcde}] + \frac{d}{dt}[\lambda^{s}_{abcde}] \tag{7-1}$$

$$[v^{r}_{abcde}] = [R_r][i^{r}_{abcde}] + \frac{d}{dt}[\lambda^{r}_{abcde}] = 0 \tag{7-2}$$

$$[\lambda^{s}_{abcde}] = [L_s][i^{s}_{abcde}] + [L_{sr}][i^{r}_{abcde}] \tag{7-3}$$

$$[\lambda^{r}_{abcde}] = [L_r][i^{r}_{abcde}] + [L_{rs}][i^{s}_{abcde}] \tag{7-4}$$

式（7-1）和式（7-2 ）可以写为

$$[v_{\mathrm{abcde}}^{\mathrm{s}}]=[R_{\mathrm{s}}][i_{\mathrm{abcde}}^{\mathrm{s}}]+L_{\mathrm{ss}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[i_{\mathrm{abcde}}^{\mathrm{s}}]+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[L_{\mathrm{sr}}i_{\mathrm{abcde}}^{\mathrm{r}}] \tag{7-5}$$

$$[v_{\mathrm{abcde}}^{\mathrm{r}}]=[R_{\mathrm{r}}][i_{\mathrm{abcde}}^{\mathrm{r}}]+L_{\mathrm{rr}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[i_{\mathrm{abcde}}^{\mathrm{r}}]+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[L_{\mathrm{sr}}i_{\mathrm{abcde}}^{\mathrm{s}}]=0 \tag{7-6}$$

$$[v_{\mathrm{abcde}}^{\mathrm{s}}]=[v_{\mathrm{a}}^{\mathrm{s}}\quad v_{\mathrm{b}}^{\mathrm{s}}\quad v_{\mathrm{c}}^{\mathrm{s}}\quad v_{\mathrm{d}}^{\mathrm{s}}\quad v_{\mathrm{e}}^{\mathrm{s}}]^{\mathrm{T}} \tag{7-7}$$

$$[i_{\mathrm{abcde}}^{\mathrm{s}}]=[i_{\mathrm{a}}^{\mathrm{s}}\quad i_{\mathrm{b}}^{\mathrm{s}}\quad i_{\mathrm{c}}^{\mathrm{s}}\quad i_{\mathrm{e}}^{\mathrm{s}}\quad i_{\mathrm{e}}^{\mathrm{s}}]^{\mathrm{T}} \tag{7-8}$$

$$[i_{\mathrm{abcde}}^{\mathrm{r}}]=[i_{\mathrm{a}}^{\mathrm{r}}\quad i_{\mathrm{b}}^{\mathrm{r}}\quad i_{\mathrm{c}}^{\mathrm{r}}\quad i_{\mathrm{c}}^{\mathrm{r}}\quad i_{\mathrm{e}}^{\mathrm{r}}]^{\mathrm{T}} \tag{7-9}$$

定子和转子的电感可以表示为类似三相电动机的矩阵形式。

$$[L_{\mathrm{s}}]=\begin{bmatrix} L_{\mathrm{aas}} & L_{\mathrm{abs}} & L_{\mathrm{acs}} & L_{\mathrm{ads}} & L_{\mathrm{aes}} \\ L_{\mathrm{bas}} & L_{\mathrm{bbs}} & L_{\mathrm{bcs}} & L_{\mathrm{bds}} & L_{\mathrm{bes}} \\ L_{\mathrm{cas}} & L_{\mathrm{cbs}} & L_{\mathrm{ccs}} & L_{\mathrm{cds}} & L_{\mathrm{ces}} \\ L_{\mathrm{das}} & L_{\mathrm{dbs}} & L_{\mathrm{dcs}} & L_{\mathrm{dds}} & L_{\mathrm{des}} \\ L_{\mathrm{eas}} & L_{\mathrm{ebs}} & L_{\mathrm{ecs}} & L_{\mathrm{eds}} & L_{\mathrm{ees}} \end{bmatrix} \tag{7-10}$$

式中，L_{aas}、L_{bbs}、L_{ccs}、L_{dds}、L_{ees}分别是 a、b、c、d、e 五相的自感，$L_{\mathrm{aas}}=L_{\mathrm{bbs}}=L_{\mathrm{ccs}}=L_{\mathrm{dds}}=L_{\mathrm{ees}}$；$L_{\mathrm{abs}}$、$L_{\mathrm{bas}}$、$L_{\mathrm{acs}}$、$L_{\mathrm{cas}}$、…是 a、b、c、d、e 相之间的互感，$L_{\mathrm{abs}}=L_{\mathrm{bas}}=L_{\mathrm{acs}}=L_{\mathrm{cas}}=\cdots$。对于五相电动机，取 $\alpha=\frac{2\pi}{5}$，则电感矩阵公式（7-10）可以表示为

$$[L_{\mathrm{s}}]=\begin{bmatrix} L_{1\mathrm{s}}+M & M\cos\alpha & M\cos2\alpha & M\cos2\alpha & M\cos\alpha \\ M\cos\alpha & L_{1\mathrm{s}}+M & M\cos\alpha & M\cos2\alpha & M\cos2\alpha \\ M\cos2\alpha & M\cos\alpha & L_{1\mathrm{s}}+M & M\cos\alpha & M\cos2\alpha \\ M\cos2\alpha & M\cos2\alpha & M\cos\alpha & L_{1\mathrm{s}}+M & M\cos\alpha \\ M\cos\alpha & M\cos2\alpha & M\cos2\alpha & M\cos\alpha & L_{1\mathrm{s}}+M \end{bmatrix} \tag{7-11}$$

类似地，转子电感矩阵为

$$[L_{\mathrm{r}}]=\begin{bmatrix} L_{\mathrm{aar}} & L_{\mathrm{abr}} & L_{\mathrm{acr}} & L_{\mathrm{adr}} & L_{\mathrm{aer}} \\ L_{\mathrm{bar}} & L_{\mathrm{bbr}} & L_{\mathrm{bcr}} & L_{\mathrm{bdr}} & L_{\mathrm{ber}} \\ L_{\mathrm{car}} & L_{\mathrm{cbr}} & L_{\mathrm{ccr}} & L_{\mathrm{cdr}} & L_{\mathrm{cer}} \\ L_{\mathrm{dar}} & L_{\mathrm{dbr}} & L_{\mathrm{dcr}} & L_{\mathrm{ddr}} & L_{\mathrm{der}} \\ L_{\mathrm{ear}} & L_{\mathrm{ebr}} & L_{\mathrm{ecr}} & L_{\mathrm{edr}} & L_{\mathrm{eer}} \end{bmatrix} \tag{7-12}$$ [⊖]

⊖ 原书中有误 $[L_{\mathrm{r}}]=\begin{bmatrix} L_{\mathrm{aar}} & L_{\mathrm{abr}} & L_{\mathrm{acr}} & L_{\mathrm{adr}} & L_{\mathrm{aer}} \\ L_{\mathrm{bar}} & L_{\mathrm{bbr}} & L_{\mathrm{bcr}} & L_{\mathrm{brdr}} & L_{\mathrm{ber}} \\ L_{\mathrm{car}} & L_{\mathrm{cbr}} & L_{\mathrm{ccr}} & L_{\mathrm{cdr}} & L_{\mathrm{cer}} \\ L_{\mathrm{dar}} & L_{\mathrm{dbr}} & L_{\mathrm{dcr}} & L_{\mathrm{ddr}} & L_{\mathrm{der}} \\ L_{\mathrm{ear}} & L_{\mathrm{ebr}} & L_{\mathrm{ecr}} & L_{\mathrm{edr}} & L_{\mathrm{eer}} \end{bmatrix}$。——译者注

$$[L_r]=\begin{bmatrix} L_{1r}+M & M\cos\alpha & M\cos2\alpha & M\cos2\alpha & M\cos\alpha \\ M\cos\alpha & L_{1r}+M & M\cos\alpha & M\cos2\alpha & M\cos2\alpha \\ M\cos2\alpha & M\cos\alpha & L_{1r}+M & M\cos\alpha & M\cos2\alpha \\ M\cos2\alpha & M\cos2\alpha & M\cos\alpha & L_{1r}+M & M\cos\alpha \\ M\cos\alpha & M\cos2\alpha & M\cos2\alpha & M\cos\alpha & L_{1r}+M \end{bmatrix} \tag{7-13}$$

假设在任意时刻，a 相转子的磁轴和参考定子磁轴之间的夹角为 θ，则定子和转子绕组的互感可以如下式表示：

$$[L_{sr}]=M\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta+\alpha) & \cos(\theta+2\alpha) & \cos(\theta-2\alpha) & \cos(\theta-\alpha) \\ \cos(\theta-\alpha) & \cos\theta & \cos(\theta+\alpha) & \cos(\theta+2\alpha) & \cos(\theta-2\alpha) \\ \cos(\theta-2\alpha) & \cos(\theta-\alpha) & \cos\theta & \cos(\theta+\alpha) & \cos(\theta+2\alpha) \\ \cos(\theta+2\alpha) & \cos(\theta-2\alpha) & \cos(\theta-\alpha) & \cos\theta & \cos(\theta+\alpha) \\ \cos(\theta+\alpha) & \cos(\theta+2\alpha) & \cos(\theta-2\alpha) & \cos(\theta-\alpha) & \cos\theta \end{bmatrix} \tag{7-14}$$

有

$$[L_{rs}]=[L_{sr}]^{\mathrm{T}} \tag{7-15}$$

电机转矩为

$$T_e=\frac{p}{2}[[i^s_{abcde}]^{\mathrm{T}}[i^r_{abcde}]^{\mathrm{T}}]\left[\frac{\mathrm{d}L_{abcde}}{\mathrm{d}\theta}\right]\begin{bmatrix} i^s_{abcde} \\ i^r_{abcde} \end{bmatrix} \tag{7-16}$$

或者表示为

$$T_e=\frac{p}{2}[[i^s_{abcde}]^{\mathrm{T}}]\left[\frac{\mathrm{d}L_{sr}}{\mathrm{d}\theta}[i^r_{abcde}]\right] \tag{7-17}$$

这里的定子电压和电流方程用固定在定子上的参考坐标系来描述，同样转子方程也用固定在转子轴上的参考坐标系来描述。为了简化模型，使用下面的转换方程，将随时间变化的电感用恒定的电感取代。下面给出的矩阵 [A] 是用于恒功率的变换矩阵。

$$[A_s]=\sqrt{\frac{2}{5}}\begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s-\alpha) & \cos(\theta_s-2\alpha) & \cos(\theta_s+2\alpha) & \cos(\theta_s+\alpha) \\ -\sin\theta_s & -\sin(\theta_s-\alpha) & -\sin(\theta_s-2\alpha) & -\sin(\theta_s+2\alpha) & -\sin(\theta_s+\alpha) \\ 1 & \cos2\alpha & \cos4\alpha & \cos4\alpha & \cos2\alpha \\ 0 & \sin2\alpha & \sin4\alpha & -\sin4\alpha & -\sin2\alpha \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{7-18}$$

使用相同的变化方式可以得到转子的相关变量。转换矩阵中 β 代替 θ_s，$\beta=\theta_s-\theta$，其余变量相同。这里，β 表示一般坐标系中 d 轴的位置和转子磁轴 a 相的夹角。

转子的转换矩阵为

$$[A_r]=\sqrt{\frac{2}{5}}\begin{bmatrix}\cos\beta & \cos(\beta-\alpha) & \cos(\beta-2\alpha) & \cos(\beta+2\alpha) & \cos(\beta+\alpha)\\ -\sin\beta & -\sin(\beta-\alpha) & -\sin(\beta-2\alpha) & -\sin(\beta+2\alpha) & -\sin(\beta+\alpha)\\ 1 & \cos2\alpha & \cos4\alpha & \cos4\alpha & \cos2\alpha\\ 0 & \sin2\alpha & \sin4\alpha & -\sin4\alpha & -\sin2\alpha\\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \tag{7-19}$$

式中，$\theta_s=\int\omega_s\mathrm{d}t$，$\beta=\theta_s-\theta=\int(\omega_s-\omega_r)\mathrm{d}t$，$\omega_r$ 为转子角速度。

用以上的转换，$d-q-x-y-0$ 域中的方程式可以写为

$$\begin{aligned}[v^s_{dqxy0}]&=[A_s][v^s_{abcde}]\\ [i^s_{dqxy0}]&=[A_s][i^s_{abcde}]\\ [\lambda^s_{dqxy0}]&=[A_s][\lambda^s_{abcde}]\\ [v^r_{dqxy0}]&=[A_r][v^r_{abcde}]\\ [i^r_{dqxy0}]&=[A_r][v^r_{abcde}]\\ [\lambda^r_{dqxy0}]&=[A_r][v^r_{abcde}]\end{aligned} \tag{7-20}$$

7.3 任意参考坐标系下的电动机模型

任意参考坐标系下定子电压方程式可以表示为

$$\begin{aligned}v^s_d&=R_si^s_d-\omega_s\lambda^s_q+p\lambda^s_d\\ v^s_q&=R_si^s_q+\omega_s\lambda^s_d+p\lambda^s_q\\ v^s_x&=R_si^s_x+p\lambda^s_x\\ v^s_y&=R_si^s_y+p\lambda^s_y\\ v^s_0&=R_si^s_0+p\lambda^s_0\end{aligned} \tag{7-21}$$

同理，转子电压方程式为

$$\begin{aligned}v^r_d&=R_ri^s_d-\omega_s\lambda^s_q+p\lambda^s_d\\ v^r_q&=R_ri^r_q+(\omega_s-\omega_r)\lambda^r_d+p\lambda^r_q\\ v^r_x&=R_ri^r_x+p\lambda^r_x\\ v^r_y&=R_ri^r_y+p\lambda^r_y\\ v^r_0&=R_ri^r_0+p\lambda^r_0\end{aligned} \tag{7-22}$$

经过转换后，磁链 λ^s_d、λ^s_q、λ^r_d 和 λ^r_q 为

$$
\begin{aligned}
\lambda_d^s &= (L_l^s + 2.5M) i_d^s + 2.5M i_d^r \\
\lambda_q^s &= (L_l^s + 2.5M) i_q^s + 2.5M i_q^r \\
\lambda_d^r &= (L_l^r + 2.5M) i_d^r + 2.5M i_d^s \\
\lambda_q^r &= (L_l^r + 2.5M) i_q^r + 2.5M i_q^s \\
\lambda_x^s &= L_{ls} i_x^s \\
\lambda_y^s &= L_{ls} i_y^s \\
\lambda_0^s &= L_{ls} i_0^s \\
\lambda_x^r &= L_{lr} i_x^r \\
\lambda_y^r &= L_{lr} i_y^r \\
\lambda_0^r &= L_{lr} i_0^r
\end{aligned} \tag{7-23}
$$
[⊖]

将 $L_m = 2.5M$ 带入，有

$$
\begin{aligned}
\lambda_d^s &= (L_l^s + L_m) i_d^s + L_m i_d^r \\
\lambda_q^s &= (L_l^s + L_m) i_q^s + L_m i_q^r \qquad \lambda_x^s = L_{ls} i_x^s \quad \lambda_y^s = L_{ls} i_y^s \quad \lambda_0^s = L_{ls} i_0^s \\
\lambda_d^r &= (L_l^r + L_m) i_d^r + L_m i_d^s \\
\lambda_q^r &= (L_l^r + L_m) i_q^r + L_m i_q^s \qquad \lambda_x^r = L_{lr} i_x^r \quad \lambda_y^r = L_{lr} i_y^r \quad \lambda_0^r = L_{lr} i_0^r
\end{aligned} \tag{7-24}
$$

转换后的转矩方程为

$$T_e = \frac{5P}{2} M [i_d^r i_q^s - i_d^s i_q^r] \tag{7-25}$$

转矩用磁链表示为

$$T_e = PL_m [i_d^r i_q^s - i_d^s i_q^r] \tag{7-26}$$

$$T_e = \frac{5}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_{lr} + L_m} [\lambda_d^r i_q^s - \lambda_q^r i_d^s] \tag{7-27}$$

因此，五相电动机模型和三相电动机模型之间的差异是方程（7-21）和（7-22）中是否有 $x-y$ 分量。$d-q$ 分量和 $x-y$ 分量在定子回路中是完全解耦的。另外，如果转子绕组短路，就不会有 $x-y$ 分量。如果定子绕组是星形联结，且转子绕组短路，定子和转子的零序分量可以忽略不计。与三相异步电动机类似，可用转子磁通导向控制（RFOC）实现五相异步电动机的矢量控制。

7.4 五相异步电动机的矢量控制

与三相异步电动机类似，矢量控制的直接和间接方法可用于五相异步电动机。

⊖ 式(7-23)中 $\lambda_d^r = (L_l^r + 2.5M) i_d^r + 2.5M i_d$ 原文中误为 $\lambda_d^{rs} = (L_l^r + 2.5M) i_d^r + 2.5M i_d^s$——译者注

直接矢量控制方法中，必须直接检测气隙磁通矢量控制。间接矢量控制方法中，使用定子矢量估算转子磁通。

间接矢量控制较为常用，描述如下：

方程（7-27）给出的电磁转矩的磁链类似直流电动机的方程。在同步旋转坐标系中，假设转子磁链全部落在 d 轴上，则 $\lambda_{qr}^{s}=0$。转矩方程（7-27）简化为

$$T_{e}=\frac{5}{2}\frac{P}{2}\frac{L_{m}}{L_{1r}+L_{m}}[\lambda_{d}^{r}i_{q}^{s}] \tag{7-28}$$

该方程与直流电动机的方程类似，通过调节定子电流的 d－q 分量和转差频率，可以独立控制转矩和转子磁通，其中转差频率的限制条件为 $\lambda_{qr}^{s}=0$。

间接转子磁通导向控制如图 7-1 所示。

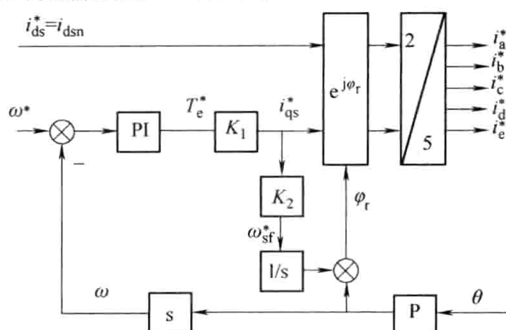


图 7-1　间接转子磁通导向控制

转矩和转子磁通的控制值可由下面的式（7-29）得到。

$$i_{qs}^{*}=\frac{4}{5P}\frac{L_{r}}{L_{1r}+L_{m}}\frac{T_{e}^{*}}{\lambda_{dr}^{*}} \tag{7-29}$$

$$i_{ds}^{*}=\frac{1}{L_{m}}\lambda_{dr}^{*}+\frac{L_{r}}{R_{r}L_{m}}\frac{d}{dt}\lambda_{dr}^{*} \tag{7-30}$$

$$s\omega_{s}=\frac{4}{5P}R_{r}\frac{T_{e}^{*}}{(\lambda_{dr})^{2}} \tag{7-31}$$

7.5　五相逆变器

五相电动机一般由 PWM 控制的五相电压源型逆变器供电，图 7-2 表示了五相电压源型逆变器的电路拓扑结构。在电路中的每个开关由两个功率半导体器件反并联连接，这些器件中的一个是完全可控半导体，如 IGBT 或双极型晶体管，而另外两个是二极管。逆变器输入的是恒定的直流电压。假定在这种情况下，此时的负载即电动机假设为星形联结。逆变器的输出电压如图 7-3 中的小写字母（a、b、c、d、e）所示。臂电压以大写字母（A、B、C、D、E）表示。电动机星形联结的相

电压和逆变器桥臂电压之间的关系由下式给出：

$$
\begin{aligned}
v_a &= \frac{1}{5}\left[4v_A - v_B - v_C - v_D - v_E\right] \\
v_b &= \frac{1}{5}\left[4v_B - v_A - v_C - v_D - v_E\right] \\
v_c &= \frac{1}{5}\left[4v_C - v_A - v_B - v_D - v_E\right] \\
v_d &= \frac{1}{5}\left[4v_D - v_A - v_B - v_C - v_E\right] \\
v_e &= \frac{1}{5}\left[4v_E - v_A - v_B - v_C - v_D\right]
\end{aligned}
\tag{7-32}
$$

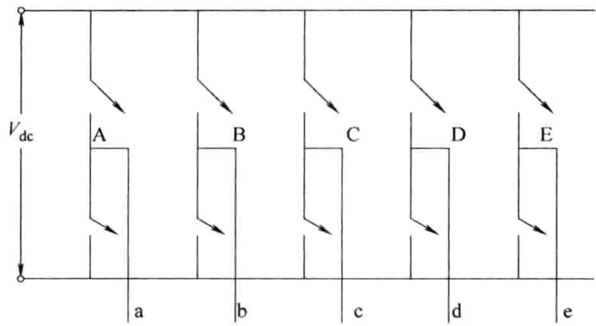


图 7-2　五相电压源型逆变器

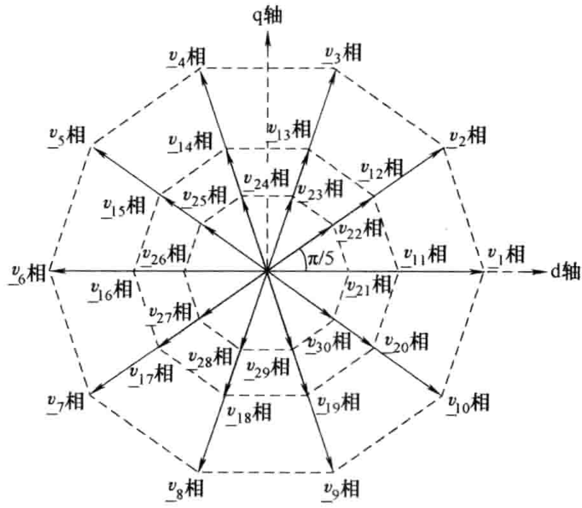


图 7-3　五相逆变器

虽然三相电压源型逆变器有多种 PWM 控制技术，但是五相逆变器却没有如此多的控制技术。多相电动机的一个特殊问题是，逆变器的某些低次谐波会导致非常

大的定子谐波电流。五相电动机中如果电压包含3次和7次谐波，因为只有泄漏阻抗限制这些定子谐波，定子电流的3次和7次谐波会很大。更重要的是，多相逆变器的输出电压必须尽可能接近正弦波形。空间矢量脉冲宽度调制（SVPWM）方法可以提供良好的正弦输出电压。

7.5.1 五相电压源型逆变器的空间矢量脉冲宽度调制（SVPWM）

$$v_{dq} = v_d + jv_q = \frac{2}{5}(v_a + av_b + a^2v_c + a^{*2}v_d + a^*v_e) \tag{7-33}$$

$$v_{xy} = v_x + jv_y = \frac{2}{5}(v_a + a^2v_b + a^*v_c + av_d + a^{*2}v_e) \tag{7-34}$$

异步电动机的直接转矩控制采用了空间矢量脉冲宽度调制（SVPWM）方法。一个五相电压源型逆变器（见图7-2）有 $2^5=32$ 个空间矢量，其中30个为有效矢量，2个为零状态矢量（0和31）。如果5个输出电压变换到d-q空间，就会生成一个五维空间。该五维空间被分为三组：d-q空间（主矢量空间），x-y空间（辅助矢量空间）和一维空间（零序矢量）。星形联结系统的零矢量是零。d-q平面所有32个开关状态的相电压空间矢量见表7-1。

表 7-1 d-q 坐标系下的相电压矢量

空间矢量	空间矢量的幅值
$v_1 \sim v_{10}$	$\frac{2}{5}v_{dc}2\cos\left(\frac{\pi}{5}\right)\exp\left(\frac{jk\pi}{5}\right)$, $k=0, 1, 2, \cdots, 9$
$v_{11} \sim v_{20}$	$\frac{2}{5}v_{dc}\exp\left(\frac{jk}{5}\right)$, $k=0, 1, 2, \cdots, 9$
$v_{21} \sim v_{30}$	$\frac{2}{5}v_{dc}2\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)\exp\left(\frac{jk\pi}{5}\right)$, $k=0, 1, 2, \cdots, 9$
$v_{31} \sim v_{32}$	0, 0

转换后的空间矢量可以表示为

$$a = \exp\left(j\frac{2\pi}{5}\right)$$

$$a^* = -\exp\left(j\frac{2\pi}{5}\right)$$

$$a^2 = -\exp\left(j\frac{4\pi}{5}\right)$$

$$a^{*2} = \exp\left(-j\frac{4\pi}{5}\right)$$

式（7-32）和（7-33）中的30个有效矢量式形成三个线包括了所有可能的逆

变器状态。d-q 和 x-y 平面中，五相电压源型逆变器空间矢量如图 7-3 所示。x-y 平面中的线电压空间矢量见表 7-2。

表 7-2 d-q 坐标系下的相电压矢量

空 间 矢 量	空间矢量的幅值
$v_1 \sim v_{10}$（小）	$\frac{2}{5}v_{dc}2\cos\left(\frac{\pi}{5}\right)\exp\left(\frac{jk\pi}{5}\right)$, $k=0, 1, 2, \cdots, 9$
$v_{11} \sim v_{20}$（中）	$\frac{2}{5}v_{dc}\exp\left(\frac{jk}{5}\right)$, $k=0, 1, 2, \cdots, 9$
$v_{21} \sim v_{30}$（大）	$\frac{2}{5}v_{dc}2\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)\exp\left(\frac{jk\pi}{5}\right)$, $k=0, 1, 2, \cdots, 9$
$v_{31} \sim v_{32}$	0, 0

从图 7-3 中可以看出，d-q 平面的外部十边形的空间矢量映射到 x-y 平面的内部十边形。同样，d-q 平面的内部十边形映射到 x-y 平面的外部十边形。x-y 平面的中间十边形映射到 d-q 平面的中间十边形。此外，d-q 平面的相序 a、b、c、d、e 对应 x-y 平面的相序 a、c、e、b、d。一个理想的五相逆变器的调制器控制必须满足若干要求。第一个要求是，如果开关频率保持恒定，整个开关周期内，每个开关只可以改变两次状态（打开到关闭和关闭到打开）；第二个要求是，基本输出相电压的方均根值必须等于 d-q 空间下输出相电压的方均根值。此外，为了得到正弦的波形，x-y 分量必须最小化。

用大矢量的空间矢量脉冲宽度调制（SVPWM）。

Xu 等人提出了五相异步电动机运用大矢量的空间矢量脉冲宽度调制的直接转矩控制方法。由两个相邻的有效矢量和零矢量合成电动机的输入电压矢量。结果发现，大矢量除了生成了所需的 d-q 分量，也生成了 x-y 分量。x-y 分量主要包含了 3 次谐波。同时还发现，此方法中达到基础峰值电压对应十边形内切圆的最大半径。

使用此方案，可以实现输出电压对应的十边形，可以内接最大圆的半径的最大基础峰值输出电压 V_{max} 为

$$V_{max}=\left(\frac{2}{5}\right)2\cos\left(\frac{\pi}{5}\right)\cos\left(\frac{\pi}{10}\right)V_{DC}=0.61554V_{DC} \tag{7-35}$$

可以看出，输出相电压中含有相当量的 3 次和 7 次谐波。无论参考电压大小，由于空间矢量的 x-y 分量，这些谐波分量都会存在。

用大矢量和中间矢量的空间矢量脉冲宽度调制（SVPWM）。

如果奇数个相电压源型逆变器可用的有效空间矢量数目小于逆变器的相数，逆变器的性能将会大大提高。这意味着要运用四个有效矢量而不是两个。

7.6 五相永磁电机

由于永磁同步电机具有高转矩的惯量比，更高的效率和功率密度，使其在许多工业应用中更具有吸引力。另外，最近几年人们对多相电动机驱动器的研究也在显著增加。多相电动机主要应用于电力拖动、电动汽车和混合动力汽车中。

多相电动机驱动器具有许多优点，包括更高的可靠性和功率密度，高频较低的转矩波动。

五相永磁电机的数学模型

定子电压方程式为

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\lambda_s}{dt} \tag{7-36}$$

式中，R_s、I_s 和 λ_s 分别表示定子电阻、电流和磁链矩阵。

气隙磁链为

$$\lambda_s = \lambda_{ss} + \lambda_{sr} \tag{7-37}$$

$$\lambda_s = L_{ss} I_s + L_{sr} I_r \tag{7-38}$$

L_{ss}表示定子电感矩阵，包括了随转子变化的定子自感和互感。

L_{sr}是定子绕组和虚拟转子绕组的互感矩阵。

转子电压方程式为

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\lambda_r}{dt} \tag{7-39}$$

式中，转子磁链矩阵为

$$\lambda_r = \lambda_{rr} + \lambda_{rs} \tag{7-40}$$

$$\lambda_r = L_{rr} I_r + L_{rs} I_s \tag{7-41}$$

永磁体模型同一带恒定电流的线圈 $I_r = I_{fd}$，其电流值取决于磁体的磁通密度。R_r 和 L_{rr}是虚拟线圈的电阻和自感。

任意角速度下，将五相电动机系统的变量转换为 d-q 坐标系的转换矩阵为下式（7-42）表示。

$$A_r = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - \alpha) & \cos(\theta_s - 2\alpha) & \cos(\theta_s + 2\alpha) & \cos(\theta_s + \alpha) \\ -\sin\theta_s & -\sin(\theta_s - \alpha) & -\sin(\theta_s - 2\alpha) & -\sin(\theta_s + 2\alpha) & -\sin(\theta_s + \alpha) \\ 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 4\alpha & \cos 2\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & -\sin 4\alpha & -\sin 2\alpha \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{7-42}$$

$$\alpha = \frac{2\pi}{5}$$

d-q 参考坐标系中转子磁链沿 d-q 轴的分量为

$$\lambda_{d}^{s} = L_{d} i_{ds} + \lambda_{m} \tag{7-43}$$

$$\lambda_{q}^{s} = L_{q} i_{qs} \tag{7-44}$$

转子电压方程式为

$$\begin{aligned} v_{d}^{s} &= R_{s} i_{d}^{s} - \omega_{s} \lambda_{q}^{s} + p\lambda_{d}^{s} \\ v_{q}^{s} &= R_{s} i_{q}^{s} - \omega_{s} \lambda_{d}^{s} + p\lambda_{q}^{s} \\ v_{x}^{s} &= R_{s} i_{x}^{s} + p\lambda_{x}^{s} \\ v_{y}^{s} &= R_{s} i_{y}^{s} + p\lambda_{y}^{s} \\ v_{0}^{s} &= R_{s} i_{0}^{s} + p\lambda_{0}^{s} \end{aligned} \tag{7-45}$$

转矩为

$$T_{e} = \frac{5P}{2} M [\lambda_{d}^{s} i_{q}^{s} - \lambda_{q}^{s} i_{d}^{s}] \tag{7-46}$$

由式（7-46）可以看出，只有 d-q 子空间定子磁链空间矢量和永磁体磁链之间的相互作用才能产生转矩。

为了控制转矩，需要选择电压的空间矢量控制定子磁通。定子磁通以从以下方程可得到。

$$v_{s} = R_{s} i_{s} + \frac{d\lambda_{s}}{dt} \tag{7-47}$$

参 考 文 献

[1] Klingshirin, E.A.: High Phase order Induction Motors-Part I and Part II Description and Theoretical considerations. IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems PAS-102(1), 47–59 (1983)

[2] Singh, G.K.: Multi-phase Induction Machine Drive Research- A Survey. Electric Power System Research 61, 139–147 (2002)

[3] Toliyat, H.A.: Analysis and Simulation of Five-phase Induction Motor Drives. IEEE Transactions on Power Electronics 13(4), 751–756 (1998)

[4] Toliyat, H.A., Rahimian, M.M., Lipo, T.A.: Analysis and Modeling of five-phase converters for Adjustable speed drive applications. In: Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, vol. 5, pp. 194–199 (1993)

[5] Zhao, Y., Lipo, T.A.: Space Vector PWM control of dual three-phase Induction Machine using vector space decomposition. IEEE Transaction on Industry Applications 31(5), 1100–1109 (1995)

[6] Kelly, J.W., Stangas, E.G., Miller, J.M.: Multiphase space vector pulse width modulation. IEEE Transactions on Energy Conversion 18(2), 259–264 (2003)

[7] Desilva, P.S.N., Fletcher, J.E., Williams, B.W.: Development of space vector

modulation strategies for five-phase voltage source inverters. In: Proceedings IEE Power Electronics, Machines and Drives Conference, PEMD, Edinburgh, UK, pp. 650–655 (2004)

[8] Xu, H., Toliyat, H.A., Peterson, L.J.: Five-phase Induction Motor drives with DSP based Control system. IEEE Transaction on Power Electronics 17(4), 524–533 (2002)

[9] Persa, L., Toliyat, H.A.: Sensorless Direct Torque Control of Five-phase Interior Permanent Magnet Drives. IEEE Transaction on Industry Applications 40, 992–999 (2004)

[10] Persa, L., Toliyat, H.A.: Five-phase Permanent Magnet Motor Drives. IEEE Transaction on Industry Applications 41, 30–37 (2005)

第8章　交流电动机的模糊控制和神经网络控制

8.1　简介

模糊逻辑（Fuzzy Logic，简称FL）的概念是1965年由伯克利加利福尼亚大学的Lotfi Zadeh教授提出的，他并不是作为控制方法提出的模糊概念，而是作为一种处理数据的方法提出的，这种方法可以分批处理非确定的集合成员。直到70年代小型计算机的处理能力足够强大之后，模糊逻辑才应用到控制系统中。Zadeh教授在他的论文中提出了一个理论，如果人们没有精确数字信息的输入，只有高度自适应的控制器，系统也可以用这种方式工作。他提出，如果反馈控制器可以接收有噪声的、不精确的输入，它们会更有效，也更容易实现。最简单的解释为，模糊逻辑是这样一种解决控制系统问题的方法，它可以用于从简单的、小的、嵌入式控制器到大型网络化、多通道的PC或是基于工作站的数据采集和控制系统。

模糊逻辑可以是硬件、软件或两者的组合。模糊逻辑提供了一个根据含糊不清的、不精确的、嘈杂的或缺少输入信息而得出结论的简单方法。运用模糊方法解决控制问题，类似一个人依据不完善的信息更快地作出决定。

模糊控制系统与传统的控制系统是不同的，具体表现在模糊控制系统不是基于对象的数学模型，而是完全基于模糊模型。模糊模型基于以工程师或者设计者或是研究人员的经验制定的模型。模糊模型的优点是适合复杂系统，如核反应堆等无法用合理数学模型表达的系统。模糊控制不需要任何对象模型，模糊控制从根本上说就是自适应控制，且容易应用并对系统参数的变化有较好的鲁棒性。在许多复杂的应用场合，相比传统PID控制器，模糊控制器具有更优越的性能。

模糊系统的基本功能和专家系统类似，因此也常常被称为“模糊专家系统”。专家系统中将知识组织设定为IF-THEN形式的规则。IF语句是系统的条件语句，THEN语句为系统的动作语句。模糊系统也以同样方式利用IF和THEN语句。模糊系统和专家系统的区别是模糊系统的知识或信息是模糊的。正如前面讨论的，系统处理过程是基于以IF-THEN语句表示的逻辑规则。IF部分称为“前项”，THEN部分称为“后项”，典型的模糊控制系统的有几十个规则。在一般模糊系统的规则具有以下形式：

如果 $x = \mathrm{A}$，且 $y = \mathrm{B}$，则 $z = \mathrm{C}$。

A、B、C语言表达式的值有：小、中间、高、冷、温、热等。

以恒温箱为例，其规则为：

如果温度为“冷”，则加热器为“高”。

此规则使用输入“温度”的真值“冷”，生成输出“加热器”的值，该值为“高”。此结果与其他规则最终产生复合输出。显然，真值“冷”的程度越大，输出的真值“高”的程度也越高，由于这仅仅是众多规则之一，意味着输出不一定将被设置为“高”。实际上，通常的模糊规则集有几个前因并用模糊运算连接起来，模糊运算有：与、或、非。此处定义与常见的定义有些不同。“与”的运算符是简单地取所有前因中的最小值，“或”的运算符是取所有前因中的最大值。“NOT”的运算符是从 1 中减去一个隶属函数，得到的“互补”功能。

模糊逻辑可以补充专家系统（ES），常用专家系统和模糊逻辑多次结合来解决复杂的问题。模糊逻辑已成功地应用于过程控制，例如控制洗衣机、全自动相机、工业空气空调等。

8.2 模糊控制的基本原理

在模糊控制系统中输入变量映射到隶属函数的集合，被称为“模糊集”。一个确定的输入值转化为模糊值的过程，被称之为“模糊化”。一个模糊集合中，用隶属度描述集合众元素的隶属程度，隶属度是 0（非集合元素）到 1（完全隶属于集合）之间连续变化的值。因此，模糊逻辑是 0 ~ 1 的多值逻辑。

模糊变量的意义在于它使得状态之间是渐变的，这就能够处理观察和测量的不确定性。由于模糊变量将测量不确定性作为实验数据，使之比确定变量更接近实际情况。爱因斯坦一个有趣的说法是，迄今为止涉及到实际的数学法则都是不确定的，而目前确定的数学法则都不适合于实际情况。这种说法非常适用于模糊集和模糊逻辑。例如，电动机定子温度值的模糊集真值有冷、温和、热，其中每个隶属函数表示为三角形或直线如图 8-1 所示。模糊集可以进一步细分为很冷、冷、温和 、热、酷热等。

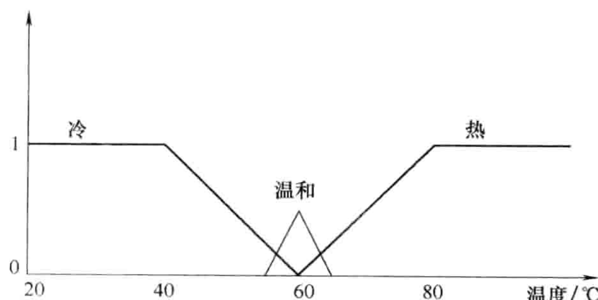


图 8-1　电动机温度的模糊变量

一般隶属函数（MF）取为三角形隶属函数，也可以是梯形隶属函数或高斯隶属函数。考虑如图8-1显示了隶属函数和温度之间的关系，温度为55℃，隶属于冷的隶属度MF=0.3，隶属于温和的隶属度为0.5。隶属函数可以定义为数学方程或表格。定义模糊变量的数值区间被称为论域（图8-1中20~90°C的温度范围）。布尔逻辑的基本性质如交集、并集和补集也同样适用于模糊逻辑。

8.3 模糊控制系统

基本的模糊控制系统包括以下几个部分：

- 模糊化，即将确定输入变量转换为模糊变量；
- 模糊规则；
- 模糊推理；
- 去模糊化。

8.3.1 模糊化

为了将确定的数据转换成模糊变量，首先测量描述过程和相关条件的所有变量。其次，将这些测量值转换成适当的能表示测量值的不确定性的模糊集。大多数情况下，这些模糊集是模糊的数字，表示语言标签如负大（NL）、负中（NM）、负小（NS）、近似零（Z）、正小（PS）、正中（PM）、正大（PL）。这些语言标签通常表示成含三角形成员函数的模糊集，成员函数也可以是梯形函数或高斯函数。

8.3.2 模糊规则

模糊化后的测量值用推理机得到存储在模糊规则库的控制规则。在此步骤中，将给定控制问题的相关知识制定成一组模糊推理规则。确定推理规则有两种主要的方法：一种方法是运用知识经验丰富的人类；另一种方法是利用神经网络的学习方法从经验数据中获得。在下节中对速度控制的实际问题进行了探讨。

8.3.3 模糊推理机

输出变量由推理机通过输入变量和相关的模糊规则得到，有许多方法可以获得推论。由输入变量和模糊规则获得推理机的方法有多种，在这里只简单介绍一部分。

Mandani 推论法

Mandani 是将模糊逻辑用于控制问题的先驱之一。Mandani 提出的这个方法，即如果 X 和 Y 是输入变量，Z 是输出变量，NS、ZE、PS 是模糊集，该系统具有三个输入模糊集合和两个输出集合。

模糊系统的三个规则描述为：

规则1：如果 X 为 NS，且 Y 为 ZE，则 Z 为 PS。

规则2：如果 X 为 ZE，且 Y 为 ZE，则 Z 为 ZE。

规则3：如果 X 为 NS，且 Y 为 PS，则 Z 为 NS。

这里需要注意是所有的规则中都有一个“且”这样的运算符号。

8.3.4　去模糊化方法

设计模糊控制器的同时要选择一种合适的去模糊化方法。去模糊化的目的是转换从推理机得到的结论，即由模糊输出转换为确定的输出。文献中提供了一些去模糊化的方法，这里描述的三种常用方法。

8.3.4.1　中心区域方法（COA）

中心区域方法（COA）也被称为重心法或中心法。中心区域方法中的变量 Z 的确定输出 Z_0 是模糊值输出区域 $C(Z)$ 的几何中心，$C(Z)$ 所有隶属函数大于零的输出的并集。中心区域去模糊化方法的数学表达式为公式（8-1）：

$$Z_0 = \frac{\int C(Z) \cdot Z\mathrm{d}Z}{\int C(Z)\mathrm{d}Z} \tag{8-1}$$

离散情况下，$Z = \{Z_1, Z_2 \cdots\cdots Z_n\}$，$Z_0$ 由下式（8-2）得到

$$Z_0 = \frac{\sum_{k=1}^{n} C(Z_K)Z_K}{\sum_{k=1}^{n} C(Z_K)} \tag{8-2}$$

如果 Z_0 不等于输出论域中的任何值，则取最接近的值作为确定的输出值。COA 方法将隶属函数的图形分为两个相等的部分。用 COA 方法确定两个规则的模糊系统的输出如图 8-2 所示。COA 方法为

$$Z_0 = \frac{1 \times \frac{1}{3} + 2 \times \frac{2}{3} + 3 \times \frac{2}{3} + 4 \times \frac{2}{3} + 5 \times \frac{1}{3} + 6\ \frac{1}{3} + 7 \times \frac{1}{3}}{\frac{1}{3} + \frac{2}{3} + \frac{2}{3} + \frac{2}{3} + \frac{1}{3} + \frac{1}{3} + \frac{1}{3}} = 3.7 \tag{8-3}$$

8.3.4.2　平均最大值方法

平均最大值法（MOM）只可用于隶属函数值为离散值的系统，去模糊化后确定输出为所有确定值的平均值。例如，如果 Z 的确定值是 Z_0，隶属函数的极大值分量为 Z_M，则对 M 个隶属函数值确定输出为下式（8-4）表示。

$$Z_0 = \sum_{m=1}^{M} \frac{Z_m}{M} \tag{8-4}$$

式中，Z_m 为输出论域中的第 m 个元素；对应的输出隶属函数（MF）为最大值；M 为隶属函数的数量。

如图 8-2 所示，输出 $Z_0 = 3$。如果最大值超过 M 个，将增加除数 M 的个数。

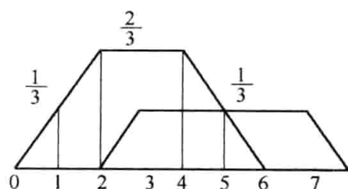


图 8-2　中心区域方法示意图

8.3.4.3 中心最大值法

中心最大值法是简化 COA 方法，考虑如图 8-2 所示的系统。

$$Z_0 = \frac{3 \cdot \frac{2}{3} + 5 \cdot \frac{1}{3}}{\frac{2}{3} + \frac{1}{3}} = 3.67 \tag{8-5}$$

8.4 异步电动机速度的模糊控制器

用模糊控制器通过在很宽的范围内，以任意期望准确度形成近似非线性函数。模糊逻辑控制可以用来识别和控制非线性动态系统。通过用模糊逻辑控制器来设计速度和磁通控制器，可以提高定子磁链和速度计算观测器系统和电压模型的准确度。

将模糊控制器用于电动机控制的步骤如下：

- 首先要考虑驱动系统是否需要模糊控制器，在很多简单的场合，模糊控制器并没有什么优势；
- 其次是从系统工程师那里获得所有的信息；
- 使用电动机传统的控制和性能开发一个模拟程序；
- 确定模糊系统的输入和输出变量；
- 制定模糊集，并选择相应的隶属函数；
- 制定规则表；
- 用模糊控制器模拟系统，迭代模糊集和规则表直到优化了性能。

为了演示模糊控制在异步电动机中的应用，矢量控制系统的简单示意如图 8-3 所示。控制器观测速度环的误差并不断更新误差。

$$CE = \frac{\mathrm{d}E}{\mathrm{d}t}$$

离散系统有

$$\frac{\mathrm{d}E}{\mathrm{d}t} = \frac{CE}{T_s}$$

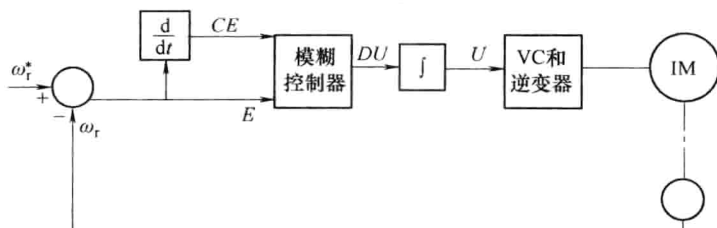


图 8-3 速度的模糊控制器

式中，T_s 为采样周期。如果 T_s 是不变的，则 CE 与 dE/dt 成比例。
矢量控制传动系统的输出 DU 为 Δi_{qs}^*。电流的微分求和或者积分得到控制电流 i_q^*。
模糊 PI 控制器的数学表达式为

$$K_1E + K_2CE = DU \tag{8-6}$$

式中，K_1 和 K_2 为非线性系数或者增益系数。
上述方程可以表示为

$$\int K_1E\mathrm{d}t + \int K_2CE\mathrm{d}t = \int DU \tag{8-7}$$

令

$$CE = \frac{\mathrm{d}E}{\mathrm{d}t}$$

$$U = K_1\int E\mathrm{d}t + K_2E \tag{8-8}$$

式（8-8）为带非线性系数的模糊控制器。

8.4.1　模糊集和模糊规则

从系统的物理工作原理，一个简单的模糊控制规则可写为：

如果 E 是接近零（ZE）且 CE 为正小（PS），则控制器的输出 DU 为负小（NS）。模糊集确定后，下一步是选择隶属函数，此例中选择三角形隶属函数。模糊集合定义为 NL、NM、NS、Z、PS、PM 和 PL。该论域表示每单位的值，覆盖全部区域。所有的隶属函数在原点附近是不对称的，但变量表中的值是正负对称的。选择 E 和 CE 的 7 个隶属函数，输出为 9 个。因此，有 7×7 =49 个规则，这些规则可以用下面表格的形式表述。

表　8-1

E(pu) CE(pu)	NL	NM	NS	Z	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NM	NS	NS	Z
NM	NL	NL	NL	NM	NS	Z	PS
NS	NL	NL	NM	NS	Z	PS	PM
Z	JL	NM	NS	Z	PS	PM	PL
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PL	PL
PM	NS	Z	PS	PM	PL	PL	PL
PL	Z	PS	PM	PL	PL	PL	PL

通过规则矩阵设计的模糊控制器如下：

（1）如果 E(pu) 和 CE(pu) 都是零，则保持当前控制设置；

（2）如果 E(pu) 不为零，但也接近零，则仍然保持当前控制设置；

（3）如果$E(pu)$不为零且在增加，则控制信号取决于电子（pu）和$CE(pu)$的大小和符号，使得$E(pu)$趋近于零。

8.5　神经网络控制

8.5.1　人工神经元

人工智能（AI）模拟人类的思维过程。人工神经网络（ANN）是人工智能的一个分支，人工神经网络试图以有限的方式用电路或者计算机程序模拟人类大脑的神经元。人脑是由大量高度互联的处理单元（神经元）齐心协力来解决问题。人工神经网络和人一样从经验中学习。神经网络还能从复杂或者模糊的数据中派生出有意义的信息。人工神经网络特别适合于解决模式识别和图像处理等使用电脑难以解决的问题。

在现代数字计算机出现以前，人工神经网络的基本知识就为人所知。1943 年，McCulloch 和 Walter Pitts 制造了第一个人工神经元。但当时的技术落后，这些神经元不能用于任何实际工作。直到 1982 年，在美国国家科学院成立之前，Hopfield 网络出现后，神经网络才又引起人们的关注。自从 1990 年以来，神经网络逐渐应用于各种需要人工智能的问题中。

人工神经模仿存在于人类大脑的生物神经元。图 8-4 给出了人工神经元的结构，它是一种由多输入和单输出构成的装置。输入信号X_1、X_2、X_3……通常为连续变量，但也可以是离散的脉冲。输入信号乘以权重，这些权值可以是正值或负值。求和节点集中了所有的加权输入信号，然后通过一个数学函数来输出，这个数学函数决定了神经元是否激活。数学函数可以是线性函数、阶跃函数、正负号函数或非线性连续变化函数，如 sigmoid 函数，双曲线或高斯函数。这些函数也称为传递函数，如图 8-5 所示。在这些函数中，最简单的是线性函数，其输出为输入的线

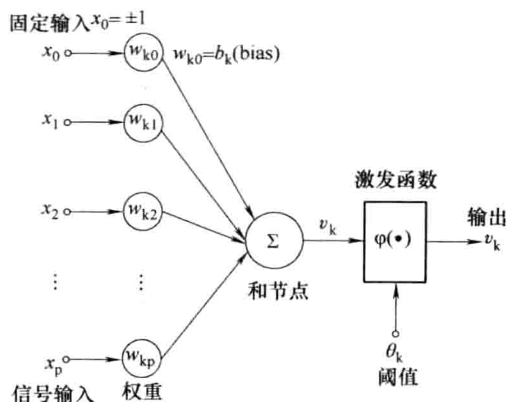


图 8-4　人工神经元模型

性变化，但在 ±1 处饱和。其激活函数的逻辑值为，当 $S>0$ 时为 1，当 $S<0$ 时为 0。其他的函数也如图 8-5 所示。常用的激活函数是非线性的，在两个渐近值 0 和 1 或者 -1 和 1 之间连续变化的，如 sigmoid 函数和双曲正切函数。这些函数是可微的，当 $S=0$ 时，其导数 dF/dS 最大。

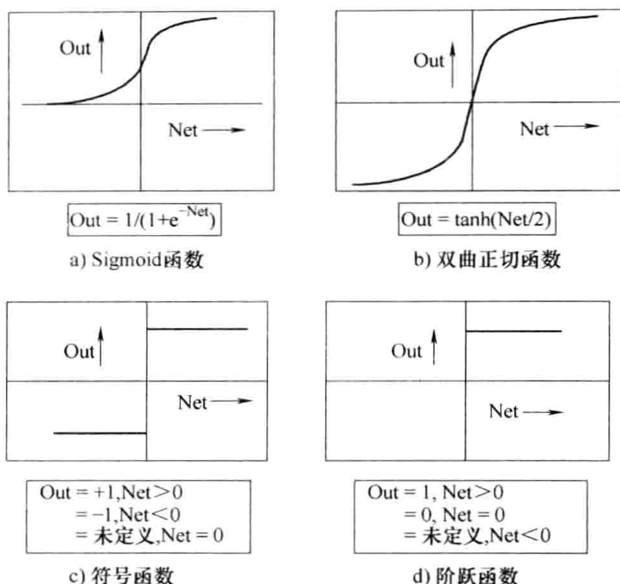


图 8-5　数学函数图

8.5.2　人工神经网络

为了模拟人脑的功能，大量的人工神经元是相互关联的。人工神经网络通常被分为前馈和反馈两种类型。在前馈神经网络中的信号从神经元到神经元的流向仅为向前的方向；而在反馈神经网络中，信号流向既可以为向前的方向也可以为向后的方向。人工神经网络可能有不同的构成原理和原则，但是这些网络都可以学习。学习是一个神经网络获取能力的过程，进行学习后，通过调整其内部参数可以完成某些特定的任务。根据特定的神经结构考虑，学习可以分为监督学习或无监督学习。

8.5.3　前馈神经网络

前馈神经网络是由一层或多层非线性处理单元组成。在一个简单的隐藏层中，前馈神经网络的输入为 X_1、X_2、X_3……X_n，输出为 Y，如图 8-6 所示。图 8-6 中所示的网络可以划分为多层，输入层由网络输入组成。其次是隐藏层，它由多个平行放置的神经元组成。每个神经元产生的输入加权的总和，并将结果发送给非线性函数 σ 的形式，该函数称为神经元函数。隐藏层中的神经元按照不同的权重求和获得网络输出，这种求和层称为输出层。输入层和输出层的大小可以定义为网络输入

变量和输出变量的个数。在网络定义时需要指定隐藏层神经元的个数。前馈神经网络可以分为两个阶段进行运算。

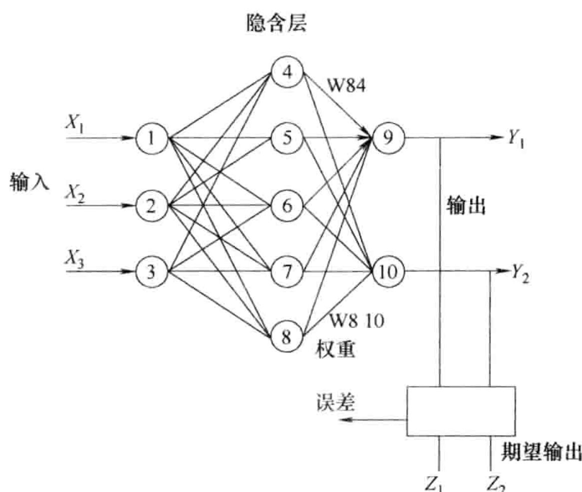


图 8-6 前向神经元网络

8.5.3.1 神经网络的学习

前馈神经网络对应一组输入向量到输出向量的映射。对于一组给定的输入 X，输出 Y 由下式给出。

$$Y = T(X)$$

式中，T 是一个非线性的运算符，它依赖于所考虑的神经网络的体系结构。

通过创建一个适当地训练集，可以训练一个神经网络从而执行某些任务。一个训练集基本上是一组输出—输入向量对（YK，XK），$K=1$、$2\cdots\cdots m$。如果选择了合适的权重，这些输入/输出模式可能匹配。

一般使用以下三种学习方法训练神经网络：

（1）监督学习，即采取一定的训练算法帮助学习；

（2）无监督学习或者自学习算法；

（3）强化学习。

监督学习方法中，神经网络可以任意分配隐藏层的初始权重。由此得到的输出与期望的输出比较，通过算法调整权重值直到误差小到可以接受。这样的持续训练需要大量输入-输出训练集。训练结束后，神经网络不仅要完成训练的问题，而且应该能够解决新问题。

无监督学习方法中，系统本身在大量的输入中自行分类学习。这与孩子看见新的事物并学习它的名字的过程十分相似。

强化学习方法是在训练之前由专家验证整个学习的过程。

8.5.3.2 反向传播学习算法

多层前馈神经网络最常用的学习算法是反向传播学习算法。图 8-6 中，随机分配了隐含层的初始权重。对于一个给定的输入，神经网络计算得到输出并与期望的输出相比较。将神经网络计算输出和期望输出的差平方构成成本函数，通过成本函数调整权重。一组输入生成一个成本函数，该成本函数从输出层开始（反向传播），用梯度下降算法求最小值的方法一次改变一个权重。

考虑输入层有 m 个过程元素，隐含层 1 个，输出层 n 个，输入-输出系统为（X，d），则隐含层第 q 个元素的网络输入为下式（8-9）表示。

$$q = \sum v_{qi} x_j \qquad j = 1\cdots,\ m \tag{8-9}$$

网络输出为

$$z_q = a \sum v_{qi} x_j \tag{8-10}$$

其输出作为输出层的输入。输出等第 i 个元素的网络输入为

$$\mathrm{Neti} = \sum w_{iq} z_q = \sum w_{iq} a\ (\sum v_{qi} x_j) \qquad q = 1\cdots,\ 1 \tag{8-11}$$

第 i 个过程元素的输出为

$$y_i = a \sum w_{iq} a\ (\sum v_{qi} x_j) \qquad q = 1\cdots,\ 1 \tag{8-12}$$

上式表明了输入信号如何在神经网络中的各层前向传播。

输出层神经元输出的误差的平方为

$$E_{\mathrm{p}} = \frac{1}{2} \sum (d_i - y_i)^2 \qquad i = 1\cdots,\ n \tag{8-13}$$

用梯度下降算法更新隐含层到输出层间的权重。

$$\Delta W_{iq} = -\eta \delta E_{\mathrm{p}} / \delta W_{iq} \tag{8-14}$$

$$= -\eta \delta_{oi} Z_q \tag{8-15}$$

式中，δ_{oi} 表示输出层第 i 个节点的误差信号；η 表示学习率。

权重更新方程为

$$W_{iq}(k+1) = W_{iq}(k) + \eta \delta E_{\mathrm{p}} / \delta W_{iq}(k) \tag{8-16}$$

按照该方式对所有的权重进行迭代更新。总误差 E 变得非常小（接近零）时，认为该网络学习充足。由于迭代过程中网络的误差向后传播，因此称为反向传播算法。

为了保证误差收敛到全局最小值，在式（8-16）中加入惯性因子。同样也可以采取减小学习率的方法提高反向传播算法的性能。

$$\eta(k+1) = u\eta(k) \quad u < 1.0 \tag{8-17}$$

训练神经网络的过程是非常费时费力的。如果隐藏神经元的层数增加，或隐藏层的层数不止一个，所耗费的时间会更长。因此，神经网络的训练是用计算机程序脱机完成的。这意味着解决实际问题时，权重值是固定的。

在许多实际应用场合中，如电气传动系统，神经网络要模拟非线性时变函数，则需要持续不断的学习，这种类型的神经网络通常被称之为自适应神经网络。经过

改进后的快速反向传播算法，可以用数字信号处理（Digtial Signal Processing，简称DSP）来实现调整神经网络的权重。虽然在大多数应用场合中均使用的反向传播类型的网络，但是对于一些特殊类型的问题，建议使用递归神经网络（RNN）。递归神经网络使用输出层反馈到前一层，也称其为反馈网络。

参考文献

[1] Bose, B.K.: Modern Power Electronics and AC drives. Pearson Prentice Hall International, London (2002)
[2] Zadeh, L.A.: Fuzzy logic. Computer 21(4), 83–93 (1988)
[3] Bose, B.K.: Fuzzy logic and neural network applications in Power electronics and motor control. Proceedings IEEE 82, 1303–1323 (1994)
[4] Buja, G.S.: Neural network implementation of a fuzzy logic controller. In: Proceedings of International conference on Industrial Electronics control Instrumentation, IECON, vol. 1, pp. 414–417 (1993)
[5] Kosc, P., Fedak, V., Profumo, F.: AC drives for high performance applications using Fuzzy logic controllers. In: Power Conversion Conference 1993, Yokohama, Japan, pp. 695–701 (1993)
[6] Ross, T.: Fuzzy logic with Engineering Applications, 2nd edn. Wiley, Chichester (2004)
[7] Bose, B.K.: Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives— An Introduction and Perspective. IEEE Transaction on Power Electronics 54, 14–33 (2007)
[8] Cirrincione, M.: Control and diagnosis of electrical drives: Some applications by using neural networks. In: Proceedings IEEE joint symposia on Intelligence and Systems, pp. 210–217 (1998)
[9] Karanayil, B., Rahman, M.F., Grantham, C.: Induction motor parameter determination technique using artificial neural networks. In: International Conference on Electrical Machines and Systems, pp. 793–798 (2008)

国际视野　科技前沿

国际电气工程先进技术译丛

传播国际最新技术成果　搭建电气工程技术平台

《高性能交流传动系统 —— 模型分析与控制》
《光伏发电系统的优化 —— 建模、仿真和控制》
《自主移动机器人行为建模与控制》
《覆冰与污秽绝缘子》
《高压直流输电——功率变换在电力系统中的应用》
《MATLAB数值分析方法在电气工程中的应用》
《太阳能利用技术及工程应用》
《超级电容器的应用》
《小型风力机：分析、设计与应用》
《太阳电池、LED和二极管的原理：PN结的作用》
《风力发电系统 —— 技术与趋势》
《可持续电力系统的建模与控制：面向更为智能和绿色的电网》
《电力系统高级预测技术和发电优化调度》
《大规模储能技术》
《风电系统电能质量和稳定性对策》
《环境能源发电：太阳能、风能和海洋能》
《传热学：电力电子器件热管理》
《现代电力电子学与交流传动》
《功率半导体器件：原理、特性和可靠性》
《风能系统——实现安全可靠运行的优化设计与建设》
《储能技术》
《光伏系统工程》（原书第3版）
《光伏与风力发电系统并网变换器》
《车辆能量管理：建模、控制与优化》
《纯电动及混合动力汽车设计基础》（原书第2版）
《电动汽车技术、政策与市场》
《永磁无刷电机及其驱动技术》
《先进电气驱动的分析、建模与控制》
《智能电网可再生能源系统设计》
《风力发电工程指南》
《用于制造固体氧化物燃料电池的钙钛矿型氧化物》
《太阳能物理》
《柔性交流输电系统在电网中的建模与仿真》
《风电并网：联网与系统运行》
《可再生能源的转换、传输和储存》
《海底电力电缆——设计、安装、修复和环境影响》
《光伏技术与工程手册》
《风力发电的模拟与控制》
《风电场并网稳定性技术》
《智能电网中的电力电子技术》
《电磁屏蔽原理与应用》
《高效可再生分布式发电系统》
《电网保护》
《分布式发电——感应和永磁发电机》
《电力系统谐波》
《风能与太阳能发电系统——设计、分析与运行》（原书第2版）
《瞬时功率理论及其在电力调节中的应用》
《风力机控制系统原理、建模及增益调度设计》
《高压输配电设备实用手册》
《电力变流器电路》
《电力系统中的电磁兼容》
《超高压交流输电工程》（原书第3版）
《高压直流输电与柔性交流输电控制装置——静止换流器在电力系统中的应用》
《配电可靠性与电能质量》

ISBN 978-7-111-46224-8



上架指导　工业技术／电气自动化

ISBN 978-7-111-46224-8

定价：49.00元